W. L. Everitt

cours fondamental de radio et d'électronique

Editions Radio

POUR RESTER « A LA PAGE » lisez

TOUTE L'ELECTRONIQUE

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée
Fondée en 1934
DIRECTEUR : **E. AISBERG**

★

Réputée dans le monde entier comme la principale revue technique française de radio, TOUTE L'ELECTRONIQUE tient ses lecteurs au courant de tous les progrès de l'électronique, des télécommunications et de la télévision. Rédigée par une élite de techniciens, elle s'adresse à tous les spécialistes de la radio.

Le numéro ..... **3,30 F**

TELEVISION

★

Magazine mensuel
fondé en 1939
DIRECTEUR : **E. AISBERG**

★

Théorie et pratique de la nouvelle technique de la transmission des images et ses développements les plus récents dans le monde. Réalisation des récepteurs de télévision et des appareils de mesure correspondants. Description des appareils industriels et des méthodes de leur dépannage. Tous les progrès de la télévision.

Le numéro ..... **2,10 F**

RADIO CONSTRUCTEUR

Revue mensuelle
de pratique radioélectrique
fondée en 1937
Rédacteur en chef : **W. SOROKINE**

★

C'est la revue des techniciens, dépanneurs et agents techniques. Dans chaque numéro, elle publie de nombreux montages de récepteurs, amplificateurs, appareils de mesure, émetteurs, etc., avec schémas, photographies et plans de cablage rendant leur réalisation aisée. Abondante documentation pratique et études de perfectionnement instructives.

Le numéro ..... **2,10 F**

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

★

Revue mensuelle
de technique moderne
destinée aux promoteurs
et aux utilisateurs des
méthodes et appareils
électroniques.

★

Toutes les applications de l'électronique à tous les domaines de l'industrie.

Le numéro ..... **4,80 F**

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob - PARIS (6e)

Téléphone : ODÉON 13-65 C.C.P. PARIS 1164-34

COURS FONDAMENTAL DE RADIO ET D'ELECTRONIQUE

COURS FONDAMENTAL DE RADIO ET D'ÉLECTRONIQUE

par

RAYMOND F. GUY, *Senior Staff Engineer National Broadcasting Company, Inc.*

EDWARD C. JORDAN, *Professor and Head of Electrical Engineering University of Illinois*

PAUL H. NELSON, *Guest Professor, Department of Electronics and Electrical Communication Engineering Indian Institute of Technology Kharagpur, India*

FRED H. PUMPHREY, *Dean of Engineering Alabama Polytechnic Institute*

JOHN D. RYDER, *Dean of Engineering and Professor of Electrical Engineering Michigan State University*

PUBLIÉ SOUS LA DIRECTION DE

W. L. EVERITT

Dean, College of Engineering
University of Illinois

★

ÉDITIONS RADIO
9, Rue Jacob — PARIS-6e

Le texte original de ce livre a paru aux Etats-Unis sous le titre :

FUNDAMENTALS OF RADIO AND ELECTRONICS
(Second edition, July 1962)

Traduction française d'Albert Six.

Copyright, 1942-1958, in the United States of America by PRENTICE-HALL, Inc., Englewood Cliffs, N. J. All rights reserved. No part of this book may be reproduced in any form without permission in writing from the Publishers.

Imprimerie de Châtelaudren
(Côtes-du-Nord)

Imprimé en France - 2e trimestre 1965
Editeur n° 391 - Imprimeur n° 2209

PRÉFACE

En présentant cette nouvelle édition du grand classique de l'enseignement de la radio-électricité, nous devons, avant tout, rappeler les raisons qui, au lendemain de la seconde guerre mondiale, nous ont incité à rendre accessible aux lecteurs français l'ouvrage qui, publié aux Etats-Unis sous le titre FUNDAMENTALS OF RADIO, *y avait connu un prodigieux succès.*

Rédigé par un groupe de professeurs les plus qualifiés, dont les noms font autorité sur tout le continent nord-américain, ce livre est conçu de manière à rendre aisément compréhensibles tous les phénomènes physiques *mis en jeu, tout en précisant leurs* aspects quantitatifs. *Faire le tour complet de tous les problèmes, sans recourir à des méthodes mathématiques difficiles, telle est la gageure tenue et gagnée dans ce livre.*

Celui-ci constitue par excellence un cours secondaire *dont l'étude s'impose immédiatement après une première initiation telle qu'elle est généralement accomplie grâce à* La Radio?... Mais c'est très simple!

L'édition américaine de FUNDAMENTALS OF RADIO *a dû être remise sous presse à vingt-six reprises. Sa traduction française, parue pour la première fois en 1949, a connu le même succès et a fait l'objet de nombreux et importants tirages. Le livre a été adopté par plusieurs grands établissements d'enseignement et fait partie de toutes les bibliothèques d'écoles.*

Cependant, les rapides progrès de la technique ont nécessité une refonte totale de l'ouvrage. L'explosive intrusion des semi-conducteurs, le remarquable essor de la télévision, les innombrables applications de l'électronique dans tous les domaines de l'activité humaine, ont conduit les auteurs à rédiger un livre d'un nombre de pages double *de celui de la précédente édition, d'un contenu presque totalement renouvelé et dont le titre lui-même est devenu* FUNDAMENTALS OF RADIO AND ELECTRONICS. *Mais l'esprit est resté le même, essentiellement orienté vers* la pratique.

Le cadre élargi de l'ouvrage embrasse tous les domaines de l'électronique. A celui qui l'aura assimilé, il procure des clés qui ouvrent les portes de toutes les sections de cette vaste technique.

Le premier chapitre, qui contient un rappel des éléments d'arithmétique et d'algèbre, pourra être omis par ceux qui les gardent présents à la mémoire. De même, il n'est pas nécessaire d'étudier les deux chapitres suivants si l'on connaît bien les lois des courants continu et alternatif.

Pour que l'étude soit conduite avec le maximum d'efficacité, il est utile d'effectuer tous les exercices *indiqués. Il ne faut sous aucun prétexte aborder la lecture d'un nouveau chapitre avant d'avoir parfaitement assimilé le contenu de ceux qui le précèdent.*

Une étude méthodique et attentive aura pour récompense la parfaite compréhension du fonctionnement des divers dispositifs électroniques. Les connaissances solides que cet ouvrage permet d'acquérir constituent la meilleure base pour toute spécialisation ultérieure que l'on pourra entreprendre dans divers domaines de la radio et de l'électronique.

E. AISBERG.

CHAPITRE PREMIER

LES MATHÉMATIQUES DANS LA RADIO ET L'ÉLECTRONIQUE

De leur utilité.

En électronique — de même que dans les autres techniques, — on a souvent à évaluer une grandeur. Connaître d'avance les dimensions qu'il faut donner à un pylône d'émetteur, à une antenne, à un bobinage de récepteur, ce sont là des problèmes que les mathématiques permettent de résoudre.

On peut les comparer à un système de sténographie faisant usage de signes tels que chiffres, lettres et autres symboles simples, pour exprimer de la façon la plus claire des idées complexes. Elles comportent en outre des règles permettant de faire de ces signes un usage correct. Il en résulte que, grâce à elles, il est possible de prévoir l'agencement et le fonctionnement d'un appareil. On comprendra donc mieux la radio et l'électronique si l'on est préparé à leur étude par celle des mathématiques.

L'étude des nombres en est le point de départ. On les forme au moyen de dix symboles ou *chiffres,* qui sont : 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9.

Chacun de ces chiffres représente une quantité immuable. S'il est nécessaire d'écrire un nombre supérieur à neuf, il faut disposer d'autres symboles, ou convenir que la place du chiffre dans le nombre a une signification spéciale.

L'avantage du système décimal réside précisément dans cette convention : ainsi, le nombre 1492 signifie 1 mille + 4 centaines + 9 dizaines + 2 unités. Et il n'y a pas de limite à la valeur des nombres, grands ou petits, que l'on peut former de la sorte. Les distances entre étoiles sont un exemple des grands nombres que les mathématiques emploient couramment.

Zéro (0) est un chiffre comme les autres, mais qui joue dans le système un rôle particulier. Par exemple, dans le nombre cinq cent deux, il n'y a pas de dizaines : ce fait est mis en évidence en écrivant un zéro à la place des dizaines : 502. Ce système simple permet de gagner du temps et, fait plus important encore, il rend faciles des opérations qui, dans la plupart des autres systèmes, deviennent vite extrêmement complexes, sinon impossibles.

Nous examinerons néanmoins, plus loin, le système de numération *binaire,* parce que, pour des raisons particulières, il a depuis quelque temps reçu des applications importantes dans les machines à calculer électroniques.

Les mathématiques établissent une distinction entre nombres positifs et nombres négatifs. Les nombres positifs suffisent, par exemple, à compter des objets. Mais dans l'établissement du bilan d'une entreprise, au lieu d'écrire les rentrées sous la rubrique « Avoir » et les sorties sous la rubrique « Doit », il est possible de compter toute rentrée d'argent comme un nombre positif, et toute sortie comme un nombre négatif : est positif tout ce qui s'ajoute, négatif tout ce qui se retranche. Les températures sont mesurées au-dessus ou au-dessous de zéro, les altitudes au-dessus ou au-dessous du niveau de la mer, etc.

C'est ce qu'exprime graphiquement la figure 1-1. Les distances le long d'une droite y sont marquées en chiffres qui correspondent aux longueurs mesurées à partir du zéro. Par convention, les distances mesurées à droite du zéro sont dites positives, et les distances mesurées à gauche, négatives. Ainsi, + 1, + 2, + 3, + 4, etc., sont des nombres positifs; — 1, — 2, — 3, — 4, — 5, etc., sont des nombres négatifs.

Un nombre à côté duquel n'est placé aucun signe doit être considéré comme positif. La *valeur absolue* d'un nombre est celle qu'il a en faisant abstraction du signe : ainsi, « + 8 » est un nombre positif, « — 8 » un nombre négatif, mais ils ont la même valeur absolue, qui est 8.

Les quatre opérations fondamentales.

Aussi longtemps qu'on ne dénombre que des objets entiers, les nombres entiers 1, 2, 3, 4, etc., suffisent. Ces nombres sont utilisés dans les quatre opérations fondamentales.

Quand on veut combiner deux groupes d'objets, il faut faire une addition. On pourrait, certes, compter les objets de chaque groupe et, ensuite, ceux des deux groupes combinés, mais on peut montrer qu'au lieu des objets, il est possible d'additionner les nombres d'objets de chaque groupe, d'une façon qui reste toujours la même. Donc, 20 pommes ajoutées à 15 pommes, 20 postes de radio à 15 postes de radio, ou, d'une manière générale, 20 objets quelconques ajoutés à 15 objets de la même espèce donneront toujours 35 objets dans le groupe obtenu par leur addition. Il en résulte que : 1° on doit opérer sur les nombres qui représentent les groupes d'objets plutôt que sur les objets eux-mêmes, et 2° les opérations, quand elles sont effectuées correctement, conduisent toujours à des résultats justes. Pour tirer tout l'avantage du système décimal, il suffit de se souvenir de quelques résultats d'additions simples tels que 1 plus 1 égale 2, 1 plus 2 égale 3, etc.; ces combinaisons de base permettent d'additionner ensuite n'importe quels nombres.

La soustraction est l'inverse de l'addition. Lorsqu'un poste de télévision compte 35 lampes et qu'un récepteur de luxe n'en comporte que 24, la différence entre leurs nombres de lampes est 11, chiffre obtenu en retranchant 24 de 35.

Pour vérifier l'exactitude de l'opération, on ajoute la différence au plus petit nombre et l'on doit obtenir le plus grand.

La multiplication est une addition répétée. Lorsqu'une troupe défile en rangs par quatre, les hommes peuvent être dénombrés en écrivant : $4 + 4 + 4 + 4 = 16$, s'il y a quatre rangs. On peut arriver au même résultat en comptant les rangs et en multipliant par le nombre d'hommes dans chaque rang, c'est-à-dire 4 fois 4 font 16.

La division est l'opération inverse de la multiplication. Si l'on divise 60 par 12, on obtient 5; l'opération inverse est : 12 multiplié par 5 donne 60. Il est donc impossible de diviser par zéro car il n'existe aucun nombre qui, multiplié par zéro, donne un produit autre que zéro.

Toutes ces choses sont bien connues et faciles à comprendre. Elles ont été résumées ici parce qu'elles constituent le point de départ pour d'autres

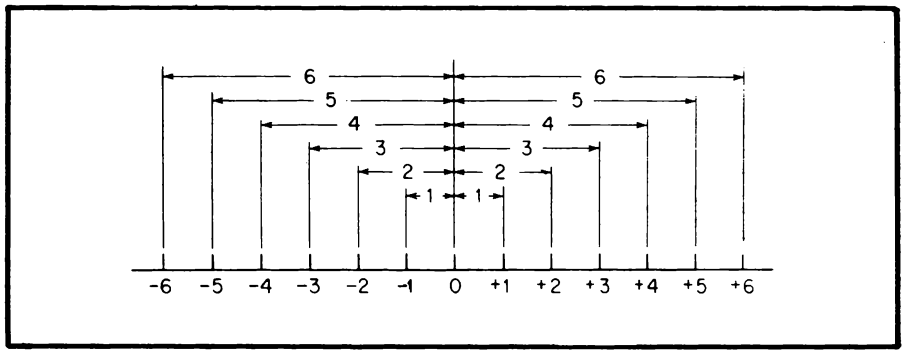


Fig. 1-1. — Nombres positifs et nombres négatifs.

notions, qui ne sont pas plus difficiles, et qui sont indispensables pour étudier la radio.

Pour gagner du temps dans l'écriture mathématique, certains symboles opératoires sont employés. Parmi ceux-là nous trouvons :

Pour l'addition, le signe (+) : $21 + 12 = 33$.

Pour la soustraction, le signe moins (—) : $18 - 8 = 10$.

Pour la multiplication, le signe ($\times$) ou quelquefois le point (.); d'autres fois les quantités à multiplier sont simplement juxtaposées. $5 \times 6 = 30$ ou $5 \cdot 6 = 30$; $4 \times a = 4a$.

Pour la division, le signe de division (:), la barre horizontale (—), ou la barre inclinée (/). Ainsi $28 : 7 = 4$, $\frac{28}{7} = 4$, $28/7 = 4$.

Quelquefois, pour éviter la confusion, une expression complexe est mise entre parenthèses ( ), ou parfois entre crochets [ ]. Considérons par exemple, $15 \times 5 - 2$. Cela signifie-t-il $75 - 2$ ou 15×3 ? Utilisons les parenthèses et le doute sera levé : $(15 \times 5) - 2 = 75 - 2 = 73$; $15 \times (5 - 2) = 15 \times 3 = 45$.

En employant les parenthèses dans une multiplication, on peut omettre le signe $\times$. Ex. : $15\ (5 - 2)$ au lieu de $15 \times (5 - 2)$; $(5)\ (6)$, au lieu de 5×6 ou $5 \cdot 6$.

Exercice 1-1.

Effectuer les opérations suivantes :

1. $18 + 6 + 4 =$
2. $37 - 5 =$
3. $30 + 6 - 10 =$
4. $25 - 5 + 15 - 3 =$
5. $5 \times 9 \times 2 =$
6. $3 \times 0 \times 7 =$
7. $35 : 7 =$
8. $42/6 =$
9. $7/0 =$

(Note : Faites l'addition d'abord.)

10. $\frac{18}{9} =$
11. $\frac{20 + 5}{3 + 2} =$
12. $\frac{3 \times 5 \times 8}{2 \times 3 \times 4} =$
13. $(200)\ (0)\ (5) =$
14. $(4 + 3)\ (2 + 5) =$
15. $(8 + 0)\ (3 + 1) =$

Fractions.

S'il faut partager un gâteau entre trois personnes, le gâteau doit être découpé en tranches; ces tranches sont les fractions du gâteau; chacune sera :

$$\frac{\text{Le gâteau entier}}{\text{Trois tranches}} = \frac{1}{3} \text{ du gâteau}$$

Ainsi, lorsqu'un nombre entier, appelé *numérateur,* est divisé par un autre nombre entier, appelé *dénominateur,* on obtient une fraction.

Quand le numérateur est inférieur au dénominateur, on a une fraction ordinaire; dans le cas contraire, c'est une expression *fractionnaire.* Ces dernières sont souvent réduites à la somme d'un nombre entier et d'une fraction :

$$\frac{3}{2} = \frac{2}{2} + \frac{1}{2} = 1\,\frac{1}{2} \; ; \quad \frac{11}{6} = \frac{6}{6} + \frac{5}{6} = 1\,\frac{5}{6} \text{ etc.}$$

Les quatre opérations fondamentales s'appliquent, moyennant certaines précautions, aux fractions comme aux nombres entiers. Pour ajouter $\frac{3}{7}$ à $\frac{2}{5}$, il suffit de les réduire au même dénominateur :

$$\frac{3}{7} + \frac{2}{5} = \frac{3 \times 5}{7 \times 5} + \frac{2 \times 7}{5 \times 7} = \frac{15 + 14}{35} = \frac{29}{35}$$

Le même procédé doit être employé pour la soustraction des fractions; pour retrancher $\frac{4}{9}$ de $\frac{7}{8}$, il faut opérer comme suit :

$$\frac{7}{8} - \frac{4}{9} = \frac{7 \times 9}{8 \times 9} - \frac{4 \times 8}{9 \times 8} = \frac{63 - 32}{72} = \frac{31}{72}$$

Les fractions peuvent s'écrire sous différentes formes, qui sont équivalentes. Ainsi $\frac{1}{2}$ est la même chose que $\frac{2}{4}$, puisqu'il suffit de diviser le numérateur et le dénominateur de $\frac{2}{4}$ par 2 pour obtenir $\frac{1}{2}$.

La multiplication des fractions est une opération simple; par exemple, $\frac{3}{4}$ fois $\frac{5}{8}$ donne :

$$\frac{3}{4} \times \frac{5}{8} = \frac{3 \times 5}{4 \times 8} = \frac{15}{32}$$

La division des fractions est facile également, si l'on applique la règle suivante : prendre l'inverse du diviseur et multiplier ensuite :

$$\frac{3}{4} : \frac{5}{8} = \frac{3}{4} \times \frac{8}{5} = \frac{3 \times 8}{4 \times 5} = \frac{24}{20} = \frac{6}{5} = 1\,\frac{1}{5}$$

Exercice 1-2.

Effectuer les opérations suivantes :

1. $\frac{3}{7} + \frac{5}{8} =$
2. $\frac{5}{6} + \frac{2}{3} =$
3. $\frac{1}{3} + \frac{1}{4} + \frac{1}{5} =$
4. $\frac{5}{8} - \frac{4}{7} =$
5. $\frac{7}{8} - \frac{3}{4} =$
6. $\frac{35}{43} - \frac{1}{6} =$
7. $\frac{5}{9} \times \frac{4}{5} =$
8. $\frac{17}{64} \times \frac{19}{49} =$
9. $\frac{1}{3} \times \frac{2}{5} \times \frac{3}{7} =$
10. $\frac{5}{8} : \frac{9}{16} =$
11. $\frac{13}{32} : \frac{13}{15} =$
12. $\dfrac{\frac{5}{8} + \frac{3}{7}}{\frac{4}{5} + \frac{7}{16}} =$

Dans l'exercice 1-2, effectuez les additions d'abord, et la division ensuite.

Les fractions que nous venons d'étudier sont dites *fractions entières*. Il existe une catégorie de fractions (dites fractions décimales) qui utilise avantageusement la signification donnée dans notre système des nombres à la place de chaque chiffre.

Multiplions par 25 le numérateur et le dénominateur de $\frac{1}{4}$, cette fraction devient $\frac{25}{100}$, qui est égal à $\frac{2}{10} + \frac{5}{100}$. Cela peut s'écrire 0,25, par une extension de la notion de la place des chiffres, expliquée plus haut.

Toute fraction entière peut être transformée en fraction décimale en divisant le numérateur par le dénominateur. Exemple : $\frac{7}{8} = 0{,}875$; $\frac{11}{61} = 0{,}171\,875$; $\frac{1}{3} = 0{,}333\ldots$, les points indiquant, dans ce dernier exemple, que, aussi loin que l'on pousse la division, on continuera à trouver le chiffre 3.

Les fractions décimales peuvent être soumises aux différentes opérations de la même façon que les nombres entiers; les exemples qui suivent l'indiquent clairement :

$0{,}875 + 0{,}125 = 1{,}000 = 1.$
$0{,}625 - 0{,}062\,5 = 0{,}562\,5.$

$0{,}21 \times 0{,}3 = 0{,}063$
$1{,}5 : 0{,}5 = 3.$

Dans les additions et dans les soustractions, les virgules doivent être placées l'une au-dessous de l'autre; dans la multiplication, le nombre des décimales du produit est égal à la somme des nombres de ces places dans les facteurs. Dans la division, on déplace la virgule vers la droite du même nombre de places dans le diviseur que dans le nombre divisé, jusqu'à ce que le diviseur ne soit plus une fraction, et l'on place la virgule à la même place dans le résultat obtenu. Exemple :

Soit à diviser 1,728 par 0,12 :

$1{,}728 \mid \underline{0{,}12}$

Déplaçons la virgule vers la droite (dans les deux nombres) jusqu'à ce que le diviseur ne soit plus une fraction :

$$\begin{array}{r|l} 172{,}8 & 12 \\ \hline 12 & 14{,}4 \\ \hline 52 & \\ 48 & \\ \hline 48 & \\ 48 & \\ \hline \end{array}$$

Exercice 1-3.

1. Transformer en fractions décimales : $\frac{3}{4}, \frac{5}{8}, \frac{9}{16}, \frac{17}{64}, \frac{72}{80}, \frac{2}{3}, \frac{13}{17}$.
2. Additionner : 0,125, 0,791, 0,345, 1,403, 7,142.
3. $0{,}784 - 0{,}038 =$
4. $3{,}142 \times 7{,}553 =$
5. $1{,}173 : 1{,}42 =$

Précision et erreurs.

Dans presque tous les calculs radio-électriques interviennent des nombres qui sont des résultats de mesures. Il est nécessaire, par conséquent, d'examiner l'approximation que l'on peut espérer de ces mesures, et plus précisément, combien de décimales doivent être utilisées dans les calculs qui en découlent. Beaucoup de petits appareils de mesure ont une précision définie par « l'erreur maximum de 3 % de la déviation totale de l'aiguille ». Cela signifie que pour une déviation totale de 100 V, par exemple, la tension réelle pourra être comprise entre 97 et 103 V. Malheureusement, la même erreur peut se produire aux lectures plus faibles; pour le même appareil, s'il indique 10 V, la valeur véritable est comprise entre 7 et 13 V.

Considérons maintenant la notion d'erreur relative ou pourcentage d'erreur. Supposons qu'un appareil indique 16 V alors qu'il devrait indiquer 16,2 V. L'erreur absolue est de 16,2 — 16,0 = 0,2 V, et l'erreur relative est :

$$\frac{\text{erreur}}{\text{valeur exacte}} = \frac{0{,}2}{16{,}2} = \frac{1}{81} = 0{,}012\,3.$$

Si l'on multiplie ce dernier chiffre par 100, on obtient le pourcentage d'erreur, donc 1,25 % environ. Si un autre appareil indique 16 000 V, pour une tension qui est en réalité de 16 200 V, l'erreur absolue est égale à 200 V, et l'erreur relative :

$$\frac{200}{16\,200} = \frac{1}{81} = 0{,}012\,3$$

soit également 1,25 % environ. La position de la virgule, ou la grandeur des quantités considérées, n'ont donc rien à voir avec l'erreur relative. Le diamètre de la terre a été mesuré soigneusement au moyen d'instruments de grande précision. Cependant, son diamètre moyen est donné souvent comme étant égal à 12 700 km, chiffre précis à 100 km près. Une meilleure approximation serait donnée par 12 740 km et une meilleure encore par 12 739 km, chiffre qui est exact à 1 km près. Mais la façon d'exprimer le diamètre approché de la terre par 12 700 km est utile si l'on se souvient que les chiffres significatifs sont 1, 2 et 7, et que les zéros ne servent qu'à définir la place respective de chacun des chiffres significatifs. On peut dire

que 1, 2 et 7 sont des chiffres significatifs et que les zéros ne le sont pas. Seuls les chiffres déterminés par la mesure sont significatifs; ainsi, dans le nombre 12 740 seuls les chiffres 1, 2, 7 et 4 sont significatifs, alors que dans 12 739 ils le sont tous. Les zéros qui suivent les autres chiffres d'un nombre ne comptent pas comme chiffres significatifs, à moins que cela ne soit expressément mentionné. Par exemple, les nombres suivants ont deux chiffres significatifs : 17 000, 0,000 57, 95, 23 000 000. Certains instruments permettent de faire des mesures précises au cinquième chiffre décimal près, ainsi 60 103. Si l'appareil avait indiqué 60 100, les deux derniers zéros n'auraient pas compté comme chiffres significatifs, à moins que le fait n'ait été spécialement mentionné. Les mesures en radio, et les calculs qui en résultent, utilisent rarement plus de trois chiffres décimaux.

Si deux nombres, représentant des résultats de mesures, ont chacun trois chiffres significatifs, multipliés l'un par l'autre, ils donneront un nombre de six chiffres. Ainsi : $32{,}4 \times 41{,}4 = 1\,341{,}36$. Et pourtant il n'y a rien dans l'opération de la multiplication qui puisse accroître la précision des mesures initiales; par conséquent, le produit n'est précis, lui aussi, qu'au troisième chiffre décimal près; on doit donc écrire : $32{,}4 \times 41{,}4 = 1\,340$.

En général, on arrondira le résultat d'un calcul de façon que son approximation soit celle des quantités mesurées sur lesquelles le calcul a été fait. Si le dernier chiffre est supérieur à 5, on arrondit au prochain nombre supérieur; dans le cas contraire, on arrondit au nombre inférieur voisin. Quand le dernier chiffre est égal à 5, le précédent est augmenté de l'unité s'il est impair, et reste le même s'il est pair. Ainsi, 124 sera arrondi à 120, avec deux chiffres significatifs; 127 sera remplacé par 130, et 125 par 120, mais 135 sera arrondi à 140.

Exercice 1-4.

Déterminer le nombre de chiffres significatifs dans les exemples qui suivent :

1. 24 000.
2. 5280.
3. 186 230.
4. 3,141 597.
5. 0,000 054 3.
6. 0,000 000 06.
7. 0,087 35.
8. 50 000,21.
9. 0,080 900 750 0.
10. 0,142 857.

Notation scientifique des nombres. Exposants.

On emploie beaucoup de très grands et de très petits nombres en radioélectricité, et il existe un procédé commode pour éviter d'écrire le grand nombre de chiffres qu'exige leur écriture normale. On écrit le nombre comme s'il était inférieur à 10, et ensuite on le multiplie par autant de fois 10 qu'il faut pour placer la virgule correctement. Au lieu d'écrire toutes les dizaines on indique le nombre de multiplications par un *exposant*. Ainsi 10^2 veut dire $10 \times 10 = 100$, 10^3 indique la multiplication $10 \times 10 \times 10 = 1000$. La table 1-1 indique les puissances de 10 et leurs exposants.

Il est facile de voir qu'en ajoutant une unité à l'exposant d'un nombre placé à gauche du signe d'égalité, le nombre placé à droite se trouve multiplié par 10; en retranchant une unité de l'exposant, le nombre placé à droite du signe d'égalité est divisé par 10. On peut écrire indifféremment 10^2 pour 100, 10^3 pour 1000, etc. Utilisé de cette façon, le nombre dix porte le nom de *base*.

Table 1-1

Grands nombres		Petits nombres
$10^1 = 10$	$10^0 = 1$	$10^{-1} = 0{,}1$
$10^2 = 100$		$10^{-2} = 0{,}01$
$10^3 = 1000$		$10^{-3} = 0{,}001$
$10^4 = 10\,000$		$10^{-4} = 0{,}000\,1$
$10^5 = 100\,000$		$10^{-5} = 0{,}000\,01$
$10^6 = 1\,000\,000$		$10^{-6} = 0{,}000\,001$

Pour écrire le nombre 2500 dans ce système, il suffit de remarquer que 2500 est égal à $2{,}5 \times 1000$, donc $2{,}5 \times 10^3$. De même 2 500 000 est égal à $2{,}5 \times 1\,000\,000$, donc à $2{,}5 \times 10^6$; on évite ainsi d'écrire un grand nombre de zéros.

Pour écrire de la même façon 0,002 5 on tient compte de ce que l'on a $0{,}002\,5 = 2{,}5 \times 0{,}001 = 2{,}5 \times 10^{-3}$. Pour 0,000 002 5 on écrit de même : $2{,}5 \times 10^{-6}$.

On peut énoncer la règle suivante :

POUR ÉCRIRE UN NOMBRE DONNÉ EN NOTATION SCIENTIFIQUE, *il faut placer la virgule immédiatement à droite du premier chiffre qui n'est pas un zéro (en allant de gauche à droite), ce qui donne un nouveau nombre compris entre* 1 *et* 10, *puis multiplier ce nombre par autant de fois dix que la virgule a franchi de places décimales. L'exposant sera positif si la virgule a été déplacée vers la gauche, et négatif dans le cas contraire.*

La règle inverse est valable quand on veut passer de la notation scientifique à l'écriture ordinaire des chiffres. Déplacer la virgule vers la droite si l'exposant est positif (vers la gauche dans le cas contraire), du nombre de places décimales indiqué par l'exposant, en ajoutant des zéros si c'est nécessaire.

Exercice 1-5.

Exprimer en notation scientifique :

1. 605 000 000 000 000 000 000 000.
2. L'âge de la terre, estimé à environ 694 000 000 000 j.
3. Une année-lumière égale à 9 392 000 000 000 km environ.
4. La distance de la terre au soleil égale à 148 000 000 km.
5. L'épaisseur d'une pellicule d'huile, sur une surface d'eau : 0,000 000 5 cm.
6. 0,000 000 000 000 000 000 000 03.

Exercice 1-6.

Exprimer en notation ordinaire :

1. Le diamètre du soleil : $13{,}7 \times 10^5$ km environ.
2. La masse de la terre : $6{,}6 \times 10^{21}$ t.
3. Le diamètre des globules rouges du sang : $7{,}6 \times 10^{-5}$ cm.
4. $6{,}4 \times 10^{-2}$.
5. $1{,}20 \times 10^9$.
6. $6{,}28 \times 10^{-6}$.

En plus de l'avantage d'une écriture rapide, la notation scientifique permet de manier les nombres très commodément dans les multiplications et dans les divisions. Supposons que nous ayons à multiplier $2{,}2 \times 10^3$ par 3×10^2. On multipliera 3 par 2,2, ce qui donne 6,6, et pour les dizaines on a $10^3 \times 10^2 = 10^5$. Mais 10^5 peut s'écrire 10^{3+2}, donc finalement :

$$(2{,}2 \times 10^3)\ (3 \times 10^2) = (2{,}2 \times 3)\ (10^3 \times 10^2) = 6{,}6 \times 10^{2+3} = 6{,}6 \times 10^5.$$

RÈGLE POUR EFFECTUER LES OPÉRATIONS SUR LES EXPOSANTS.

Pour une base donnée (telle que 10), appliquer les règles ci-dessous :

— Pour multiplier, ajouter les exposants :

$$10^4 \times 10^2 = 10^{4+2} = 10^6.$$

— Pour diviser, retrancher un exposant de l'autre :

$$10^4 : 10^2 = 10^{4-2} = 10^2.$$

Exercice 1-7.

Effectuer les opérations ci-dessous :

1. $(1{,}86 \times 10^5)\ (3{,}6 \times 10^2) =$
2. $(9{,}3 \times 10^7) : (1{,}86 \times 10^5) =$
3. Si la valeur exacte d'un nombre est $4{,}322\,5 \times 10^5$, quelle est l'erreur relative en prenant $4{,}33 \times 10^5$?

Le second procédé pour écrire les grands ou les petits nombres a recours aux unités, petites ou grandes. Ces unités sont dérivées des unités de base et désignées à l'aide d'un certain nombre de préfixes. La table de préfixes 1-2 nous facilitera les opérations.

Table 1-2

Multiplier le nombre connu de	Méga	Kilo	Unité	Centi	Milli	Micro	Milli-micro (nano)	Micro-micro (pico)
pour obtenir le nombre inconnu de	par	par	par	par	par	par	par	par
Méga	1	10^{-3}	10^{-6}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-12}	10^{-15}	10^{-18}
Kilo	10^3	1	10^{-3}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-9}	10^{-12}	10^{-15}
Unité	10^6	10^3	1	10^{-2}	10^{-3}	10^{-6}	10^{-9}	10^{-12}
Centi	10^8	10^5	10^2	1	10^{-1}	10^{-4}	10^{-7}	10^{-10}
Milli	10^9	10^6	10^3	10	1	10^{-3}	10^{-6}	10^{-9}
Micro	10^{12}	10^9	10^6	10^4	10^3	1	10^{-3}	10^{-6}
Milli-micro (ou nano)	10^{15}	10^{12}	10^9	10^7	10^6	10^3	1	10^{-3}
Micro-micro (ou pico)	10^{18}	10^{15}	10^{12}	10^{10}	10^9	10^6	10^3	1

Par exemple, 1 kilocycle est égal à 1000 cycles; 1 mégacycle, à 1 000 000 de cycles; 1 microfarad à 1/1 000 000 de farad; 1 millihenry à 1/1000 de henry, et ainsi de suite. Le sens des termes *cycle, farad* et *henry* sera expliqué plus loin.

Pour utiliser la table ci-dessus, trouver l'unité employée dans la rangée supérieure; descendre ensuite dans la colonne jusqu'à l'unité désirée. Le nombre trouvé à cet endroit, multiplié par l'unité employée, donne l'unité désirée. Par exemple, pour convertir les millihenrys en microhenrys, trouver milli, dans la rangée du haut, suivre la colonne jusqu'à la ligne marquée micro, où l'on trouve 10^3. Par conséquent, il faut multiplier les millihenrys par 1000 pour obtenir des microhenrys.

Numération binaire.

On sait que depuis quelque temps ont été établies des machines à calculer électroniques, qui permettent d'accomplir de nombreux calculs d'une manière beaucoup plus exacte et plus rapide que l'homme ne le peut par ses propres moyens. Ces machines font usage d'interrupteurs, de lampes au néon, de circuits de commutation électronique, de relais, et autres dispositifs

à deux positions (circuit « ouvert » ou « fermé »). Dans ces conditions, on peut facilement comprendre l'avantage d'un système de numération ne comprenant que deux chiffres : c'est le système binaire, qui a pour *base* 2, au lieu de 10 dans le système décimal.

Pour fournir à une telle machine les données des calculs qu'elle doit effectuer, il faut donc préalablement transcrire en système binaire les nombres écrits en numération décimale. Voici la manière de procéder.

Supposons que l'on dispose de cinq interrupteurs, marqués A, B, C, D, E, dont chacun possède les deux positions « ouvert » et « fermé ». Ces cinq interrupteurs peuvent servir à « écrire » en système binaire tous les nombres du système décimal jusqu'à 32.

Quand tous les cinq sont ouverts, ils indiquent le nombre 0, qui correspond au zéro décimal, comme le montre le tableau 1-3, ligne *a*. Pour former le nombre 1, seul le premier interrupteur à droite (E) est fermé (ligne *b*). Pour passer au nombre 2, il faut d'abord ouvrir E (c'est son seul changement d'état possible), puis fermer D (ligne *c*).

Nous avons de la sorte déjà compris que dans le système binaire la position des chiffres constitue l'élément capital; en outre, nous observons que nous avons rencontré jusqu'à présent $2^0 = 1$ et $2^1 = 2$. Si maintenant, partant de la position *c*, nous fermons de nouveau E, nous passons à la position *d*, où, avec deux interrupteurs (D et E) fermés, nous indiquons le nombre 3. Ensuite, nous ouvrirons D et E, et, fermant C, nous indiquerons en système binaire l'équivalent du 4 décimal. Par analogie, nous observerons que la *valeur de position* de C est exprimée par $2^2 = 4$, qui correspond à $10^2 = 100$ dans le système décimal.

En procédant de manière similaire, on peut former l'équivalent des nombres du système décimal 5, 6 et 7, ainsi que l'indique le tableau 1-3. Pour 7, trois interrupteurs (C, D et E) sont fermés; il est nécessaire de franchir une nouvelle position correspondant à $2^3 = 8$ (interrupteur B) pour former le nombre correspondant au 8 décimal. Avec les mêmes éléments, nous irons jusqu'à 15 inclusivement. Pour former 16, nous franchissons une nouvelle position correspondant à 2^4, en fermant l'interrupteur A.

Au moyen des cinq interrupteurs, nous pouvons donc, comme annoncé, former en binaire tous les nombres jusque 31 inclus. Pour 32, qui équivaut à 2^5, il faut une position supplémentaire du côté gauche, ce qui nécessite un interrupteur de plus. Le système représenté par le tableau 1-3, avec cinq interrupteurs, ne compte donc que jusqu'à 31.

Exprimons à présent une généralité : dans le système binaire, n'importe quel nombre peut être exprimé au moyen du choix et des positions des deux chiffres 0 et 1, en les employant de manière à représenter des multiples de 2 élevés à une puissance qu'indique la valeur de la position du chiffre dans le nombre formé. Un exposant peut également servir à indiquer cette valeur, comme l'ont montré nos exemples. De même, dans le système décimal, tout nombre, nous le savons, peut être exprimé en choisissant un chiffre convenable de 0 à 9, et en le multipliant par 10 élevé à une certaine puissance qu'indique soit un exposant, soit la position qu'occupe le chiffre dans le nombre. Si nous reprenons l'exemple du nombre 1492, nous voyons qu'il se décompose comme ci-dessous :

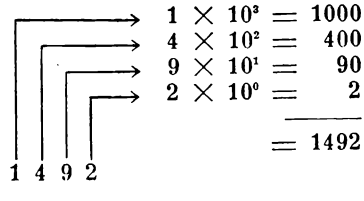
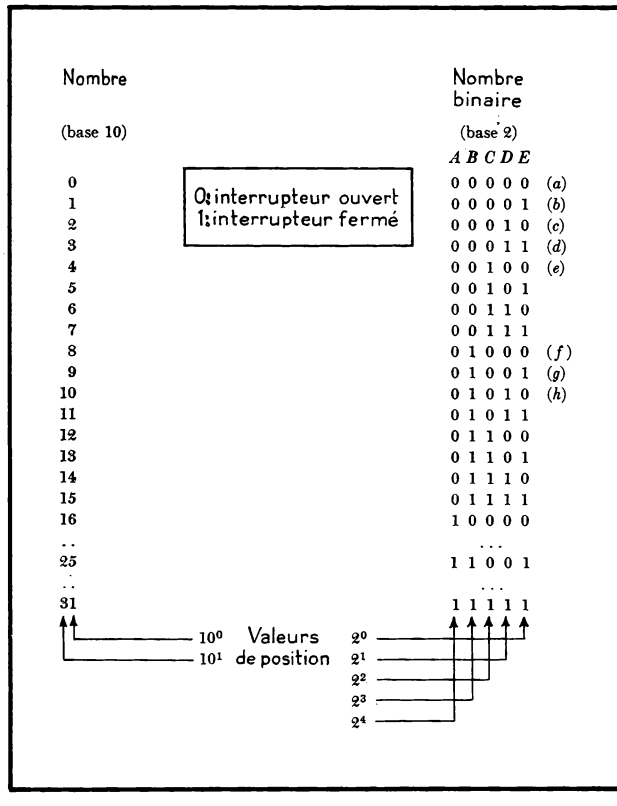
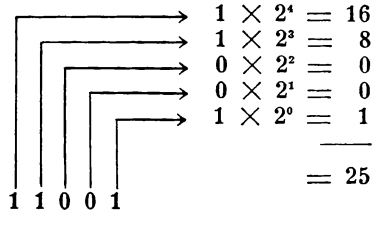


Table 1-3



En décomposant de même le nombre *binaire* 011 001, nous obtiendrons le nombre *décimal* correspondant



Afin qu'on puisse établir d'autres exemples, la table 1-4 donne les puissances de 2 jusqu'à 2^{12}.

Dans la numération décimale, les positions à la droite de la virgule représentent des fractions de l'unité, ce que l'on peut également exprimer en disant que ces positions correspondent à des puissances négatives de 10, comme par exemple $10^{-1} = 0{,}1$, $10^{-2} = 0{,}01$, etc. De même, dans le système binaire, on se servira de la virgule pour traduire des valeurs inférieures à l'unité, comme $2^{-1} = 1/2$ (qu'on peut écrire 0,5 en système décimal) ou $2^{-2} = (1/2)^2 = 1/4 = 0{,}25$, et ainsi de suite. Ainsi, le nombre décimal 3,625 s'écrit en binaire 11,101; nous trouvons ci-dessous l'analyse de cette notation :

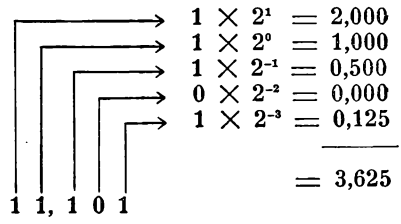


Table 1-4

PUISSANCES DE 2

$2^0 = 1$

$2^1 = 2$	$2^{-1} = 0,5$
$2^2 = 4$	$2^{-2} = 0,25$
$2^3 = 8$	$2^{-3} = 0,125$
$2^4 = 16$	$2^{-4} = 0,062\ 5$
$2^5 = 32$	$2^{-5} = 0,031\ 25$
$2^6 = 64$	$2^{-6} = 0,015\ 625$
$2^7 = 128$	$2^{-7} = 0,007\ 812\ 5$
$2^8 = 256$	$2^{-8} = 0,003\ 906\ 25$
$2^9 = 512$	$2^{-9} = 0,001\ 953\ 125$
$2^{10} = 1024$	$2^{-10} = 0,000\ 976\ 562\ 5$
$2^{11} = 2048$	$2^{-11} = 0,000\ 488\ 281\ 25$
$2^{12} = 4096$	$2^{-12} = 0,000\ 244\ 140\ 625$

Pour mieux saisir le processus, nous pouvons maintenant suivre la démarche inverse, c'est-à-dire partir du nombre décimal 3,625. La table 1-3 nous donne la manière d'écrire en binaire le nombre 3 : c'est 11,000. Il nous faut maintenant l'équivalent binaire de 0,625. Puisque $2^{-1} = 1/2$ ou 0,5 en numération décimale, nous pouvons soustraire ce nombre de 0,625; nous obtenons : 0,625 — 0,500 = 0,125. Nous voyons ainsi qu'en binaire, nous pouvons écrire 3,5 sous la forme 11,1. En continuant de la même façon, essayons de retrancher $2^{-2} = 0,25$ de 0,125; nous constatons que cette quantité est trop grande pour que nous obtenions un reste positif. Cela nous amène à $2^{-3} = 0,125$. Et comme 0,125 — 0,125 = 0, nous écrivons à présent le nombre complet 3,625 sous sa forme binaire : 11,101. La table 1-4 nous permettra de nous exercer sur d'autres exemples en procédant de la même façon.

La table 1-5 nous fournit les données nécessaires à l'addition binaire.

Table 1-5

ADDITION BINAIRE

	Exemple	
0 + 0 = 0		
0 + 1 = 1	0 0 0 1	(1)
1 + 0 = 1	+ 1 0 1 1	(+ 1 1)
1 + 1 = 10	1 1 0 0	(1 2)

De même que dans une addition décimale nous reportons les dizaines, ici, chaque fois que nous rencontrons la somme 1 + 1, nous posons zéro en bas de la colonne et reportons 1 dans la colonne suivante, toujours en procédant de droite à gauche.

Voici maintenant un exemple où nous voyons deux additions équivalentes, l'une binaire et l'autre décimale, placées côte à côte :

NOTATION BINAIRE		NOTATION DECIMALE
11,01	=	3,25
100,11	=	4,75
Somme : 1000,00	=	8,00

Nous commençons par les 1 de la colonne de droite, posons 0 et reportons 1 dans la colonne suivante qui se trouve à sa gauche. Ce report et le 1 de la deuxième colonne nous donnent un nouveau 10 dont nous posons le 0 et reportons le 1 dans la troisième colonne. Nous procédons de même jusqu'à la cinquième, où le 1 se trouve sur un sixième rang. Ce processus s'applique à n'importe quelle addition.

Quant à la multiplication, la table binaire est très simple :

Table 1-6

MULTIPLICATION BINAIRE

0 × 0 = 0
0 × 1 = 0
1 × 0 = 0
1 × 1 = 1

Exemple

```
  1 1 0      ( 6)
× 1 1      (× 3)
-------    -----
  1 1 0      (18)
1 1 0
-------
1 0 0 1 0
```

Supposons que nous ayons à multiplier le nombre binaire 0111 = 7 par le nombre 0010 = 2. Nous posons les nombres comme pour une multiplication décimale. Puis nous effectuons les produits partiels à l'aide de la table de multiplication, et enfin additionnons ces produits, comme ci-dessous :

NOTATION BINAIRE		NOTATION DECIMALE
00111		7
00010		2
00000		14
00111		
00000		
00000		
00001110	=	14 (Voir table 1-3)

Les interrupteurs « ouverts » du côté gauche (représentés par des zéros) ne sont pas nécessaires pour former le nombre binaire 01 110 (= 14 en système décimal), comme l'indique la table 1-3.

Il semble peu probable que le calcul binaire soit appelé à remplacer, dans la pratique courante, le système décimal qui nous est familier. Si notre espèce comportait des membres dépourvus de doigts, peut-être aurions-nous appris à compter par deux et non par dix. Et si les remarquables conceptions des mathématiciens de l'Inde en matière de notation de position avaient pu s'imposer, il est probable que nous aurions appris et enseigné aux enfants cette table de multiplication si simple (table 1-6). Il paraît logique, par conséquent, au moment où nous commençons à fabriquer des engins destinés à calculer à notre place, de les établir en vue de l'usage du système arithmétique le plus simple, qui est le système binaire.

Comme nous l'avons noté plus haut, ces machines font usage des nombres binaires parce que les éléments de commutation peuvent être plus simples qu'ils ne le seraient avec l'usage du système décimal. De plus, l'enregistrement des résultats obtenus est également plus simple avec le système binaire. A ces machines, il faut fournir les données des calculs qu'elles doivent effectuer : cette opération implique fréquemment la conversion de nombres décimaux en nombres binaires — et vice versa — de sorte que, finalement, toute opération peut être accomplie en calcul binaire, et la réponse fournie en notation décimale usuelle.

Symboles algébriques.

L'algèbre est une forme spéciale de langage mathématique, faisant usage de symboles à la place des mots pour exprimer certaines relations. De même que le mot « arbre » fait penser à un certain objet, la lettre x représente, en algèbre, certaines idées. Il existe plusieurs espèces d'arbres : grands ou petits, d'un vert clair ou d'un vert sombre, mais l'idée d'un arbre ne peut être confondue avec celle d'un bâtiment ou celle d'un bateau. De même, un symbole algébrique peut représenter tour à tour différents nombres, mais sera généralement employé pour le même genre de nombres, susceptibles de subir les mêmes sortes d'opérations.

Les symboles mathématiques permettent de formuler les idées facilement et clairement; l'emploi des mots entraîne souvent des confusions. Quelles règles doit-on suivre dans le choix des symboles? D'abord, ils doivent être aussi brefs que possible; ensuite, ils doivent être agréés par ceux qui ont à s'en servir. L'une des méthodes consiste à choisir la première lettre du mot; ainsi l'on emploie R pour résistance, I pour intensité, C pour capacité, P pour pression. Quelquefois, les symboles sont employés depuis si longtemps qu'ils sont admis universellement, tels E pour tension, L pour inductance, etc.

D'autres symboles servent généralement à désigner des nombres. Ainsi x, y, z (les dernières lettres de l'alphabet) représentent le plus souvent les variables inconnues, tandis que a, b, c (les premières lettres de l'alphabet) désignent les quantités connues ou constantes. Les mathématiques donnent aux symboles employés une signification telle qu'ils peuvent servir avantageusement là où le recours aux mots ou aux nombres s'avère inopérant.

Cette signification est caractérisée surtout par sa précision. D'ailleurs, même les mots employés ont un sens plus limité et plus précis que dans le langage de tous les jours et ce sens n'est du reste pas toujours le même. Nous donnons ci-après la définition de quelques-uns de ces mots.

Une expression algébrique est une combinaison quelconque de nombres, de lettres employées à la place de nombres, et de signes d'opérations, le tout étant écrit conformément aux règles de l'algèbre. Ainsi $10\,x$, $t + t'$, $m\,x + b$. Notez que $10\,x$ signifie 10 fois x; c'est un produit dont 10 et x sont les facteurs. En algèbre, les nombres et les lettres, ou combinaisons de lettres,

écrits côte à côte, sans signe d'opération, doivent être multipliés. Dans $10\,a$, 10 représente le coefficient (ou facteur) numérique, a étant le facteur algébrique. Quand on écrit x seul, le coefficient 1 est sous-entendu; x veut dire 1 fois x.

On appelle *terme* une expression du genre de $10\,x$, t, m, x, b, $5\,r$, etc. Les termes semblables sont ceux qui comportent la même ou les mêmes lettres, ainsi $10\,x$ ou $m\,x$. Les termes semblables peuvent être combinés en ajoutant les facteurs numériques; il faut se rappeler que la soustraction est une addition avec le signe « — » devant le terme qu'on ajoute. Par exemple :

$$3\,x + 4\,x = 7\,x.$$
$$3\,a - 2\,a = (3 - 2)\,a = 1\,a = a.$$

Exercice 1-8.

Combiner les termes suivants :

1. $10\,m + 8\,m + 6\,m =$
2. $40\,v - 30\,v =$
3. $90\,q + 50\,q - 40\,q =$
4. $\frac{1}{4}\,b + \frac{3}{4}\,b =$
5. $\frac{5}{6}\,e - \frac{1}{3}\,e =$
6. $9{,}5\,x - 7{,}2\,x =$
7. $19\,k - 1{,}73\,k =$
8. $11\,h + 12\,h - h =$

Quelques règles d'algèbre.

Dans l'addition, les termes peuvent être groupés dans un ordre quelconque. C'est-à-dire qu'on peut écrire :

$$a + b = b + a;\ a + b + c = (a + b) + c = a + (b + c).$$

Si tous les termes d'une expression ne sont pas semblables, on peut les grouper de façon à avoir des ensembles de termes semblables. Par exemple :

$$50\,a + 98\,b + 5\,a + 3\,b + a = (50 + 5 + 1)\,a + (98 + 3)\,b = 56\,a + 101\,b.$$

La multiplication et la division s'opèrent sur les coefficients des termes semblables, donc :

$$7 \times 2\,a = 14\,a;\ \frac{1}{2} \times 10\,\omega = 5\,\omega;\ \frac{10\,x}{2} = 5\,x;\ \frac{2\,(6\,x - 3\,x)}{3} = 2\,x;\ \frac{18\,x}{6\,x} = 3.$$

Exercice 1-9.

Effectuer les opérations ci-dessous :

1. $4\,a + 6\,b + 5\,a + 7\,b + a =$
2. $6{,}2\,e + 8{,}9\,d + 7{,}8\,c + 10{,}2\,d =$
3. $18 \times 2\,f =$
4. $20 \times \frac{4}{5}\,x =$
5. $10 \times 9{,}2\,y =$
6. $2{,}5 \times 6\,z =$
7. $\frac{20\,a}{4} =$
8. $\frac{3{,}68\,r}{4} =$
9. $4{,}5\,d : 1{,}5\,d =$
10. $\frac{3\,a + 4\,x + 2\,y}{2} =$

De même qu'on a $10 \times 10 = 10^2$, on a, $a \times a = a^2$, et $a \times a \times a = a^3$.

Les termes semblables ayant les mêmes exposants peuvent être groupés : $3\,a^2 + 4\,a^2 = 7\,a^2$. Les expressions comportant plusieurs termes s'appellent *polynômes*. Par exemple, $3\,x^3 + 4\,x^2 - 5\,x + 2$ est un polynôme à puissances

décroissantes de x. Les polynômes peuvent être additionnés en ajoutant les termes semblables comme ci-dessous :

$$\begin{array}{r} 3\,x^3 + 4\,x^2 - 5\,x + 2 \\ -\,2\,x^3 - \quad x^2 + 8\,x - 1 \\ \hline x^3 + 3\,x^2 + 3\,x + 1 \end{array}$$

Exercice 1-10.

1. Ajouter $2\,a^2 - 3\,a\,b + 4\,b^2$ à $6\,a^2 - 2\,a\,b - 4\,b^2$.
2. Ajouter $x^2 - 4\,x + 10$ à $2 - 6\,x - 2\,x^2$.
3. Ajouter $r^2 + 3\,r\,s - 5\,s^2$, $2\,r^2 + 7\,s^2$ à $-5\,r^2 - r\,s - 5\,s^3$.
4. Retrancher $-2\,a^2 - 8\,a + 14$ de $a^2 - 4\,a + 4$.

Pour franchir plus facilement le pas qui sépare l'algèbre de l'arithmétique, voici un autre exemple. Supposons qu'on ait à ajouter 2565 à 5331. Dans la notation scientifique ces nombres s'écrivent :

$$\begin{array}{r} 2 \times 10^3 + 5 \times 10^2 + 6 \times 10 + 5 \\ 5 \times 10^3 + 3 \times 10^2 + 3 \times 10 + 1 \\ \hline 7 \times 10^3 + 8 \times 10^2 + 9 \times 10 + 6 \end{array}$$

Les additions des chiffres s'effectuent mentalement et les bases 10, avec leurs exposants, sont transcrites sans modification. Remplaçons maintenant 10 par x, les expressions algébriques ainsi obtenues peuvent être additionnées de la même manière :

$$\begin{array}{r} 2\,x^3 + 5\,x^2 + 6\,x + 5 \\ 5\,x^3 + 3\,x^2 + 3\,x + 1 \\ \hline 7\,x^3 + 8\,x^2 + 9\,x + 6 \end{array}$$

N'importe quel nombre peut être substitué à x et le résultat sera encore correct; x est donc valable pour n'importe quel nombre. Les mêmes règles, relatives aux exposants, s'appliquent pour la base 10; donc : $a^2 \times a^3 = a^{2+3} = a^5$; $a^2/a^3 = a^{-1}$; $(a^2)^3 = a^2 \times a^2 \times a^2 = a^6$; $a^{\frac{1}{2}} \times a^{\frac{1}{2}} = a = \sqrt{a} \times \sqrt{a}$; $a^{\frac{1}{2}} = \sqrt{a}$.

RÈGLE RELATIVE AUX SIGNES.

Dans les multiplications et dans les divisions, si les termes ont les mêmes signes, le résultat est positif; si leurs signes sont contraires, le résultat est négatif.

$$(+\,a) \times (+\,b) = +\,a\,b$$
$$(-\,a) \times (-\,b) = +\,a\,b$$
$$(+\,a) \times (-\,b) = -\,a\,b$$
$$(-\,a) \times (+\,b) = -\,a\,b$$
$$(+\,a) : (+\,b) = +\,\frac{a}{b}$$

$$(-\,a) : (-\,b) = +\,\frac{a}{b}$$
$$(+\,a) : (-\,b) = -\,\frac{a}{b}$$
$$(-\,a) : (+\,b) = -\,\frac{a}{b}$$

Exemple :

$$(+\,3\,a^2\,b) \times (-\,2\,a^3\,b^2\,c) = (+\,3)\,(-\,2)\,(a^2)\,(a^3)\,(b)\,(b^2)\,(c) = -\,6\,a^5\,b^3\,c.$$

Exercice 1-11.

Effectuer les opérations indiquées.

1. $(2\,x^2)\ (3\,x^5) =$
2. $h^4\ (-\,h^3) =$
3. $(-\,5\,d)^3 =$
4. $(5\,E)\ (-\,3\,E^3)\ (-\,2\,E^2) =$
5. $-\,(2\,t)^3 =$
6. $5\,y\ (-\,3\,x^2\,y) =$
7. $(-\,3\,a^3\,t)^2 =$
8. $-\,(3\,a^3\,t)^2 =$
9. $e\ (8\,e^3)\ \left(-\,\frac{3}{4}\,e^5\right) =$
10. $(-\,2\,n\,d)\ (-\,3\,n)\ (-\,4\,d^2) =$
11. $(-\,x^2\,y^6)^3 =$
12. $(2\,d\,c^5)^2 =$

La suppression des parenthèses est facile, si on observe certaines règles. Les parenthèses (et dans certains cas les crochets) sont souvent employées pour indiquer une multiplication; toutefois, dans certains problèmes, on est amené à les supprimer. Pour ce faire :

1° Appliquer la règle des signes (voir plus haut).

Exemple :

$$2\ (a + b - c) = 2\,a + 2\,b - 2\,c.$$

Et aussi :

$$-\,3\,a\ (a^2 - 3\,a + 5) = 3\,a^3 + 9\,a^2 - 15\,a.$$

2° Si l'expression entre parenthèses n'est pas accompagnée d'un facteur, considérer que ce facteur est égal à l'unité.

Exemple :

$$(a + b) = 1\ (a + b) = a + b.$$

Et aussi :

$$-\,(x - 2\,y) = -\,1\ (x - 2\,y) = -\,x + 2\,y.$$

3° Effectuer d'abord les divisions ou les multiplications, ensuite les additions et les soustractions.

Exemple :

$$5 - 3\ (a + 2\,b) = 5 - 3\,a - 6\,b.$$

Donc, cette expression n'est pas égale à $2\ (a + 2\,b)$.

4° Enlever les signes de groupement (parenthèses, crochets), les uns après les autres, en commençant par ceux qui sont le plus à l'intérieur.

Exemple :

$$-\,3\,c\ [a+2\,b\ (b - c)] = -\,3\,c\ [a+2\,b^2 - 2\,b\,c] = -\,3\,a\,c - 6\,b^2\,c+6\,b\,c^2.$$

Exercice 1-12.

Enlever les parenthèses et autres signes de groupement et combiner les termes semblables (c'est-à-dire : *simplifier*) :

1. $4\ (2\,b + 3) - 7 =$
2. $4\,n - 4\ (n + 8) =$
3. $-\,3\ (5\,d - 4) + 12 =$
4. $4\,a\ (2\,a + b - c) + 7\,a\,c =$
5. $6\,s - 3\ (r + s + t) + (2\,r - s + 3\,t) =$
6. $-\,(8\,d - 3) + (-\,3\,d + 4) =$
7. $6\,n^2 - (3\,n + 2) + 2\,n\ (n + 5) =$
8. $5\ [2\,n - 6\ (n + 2)] - 3\,n + 8 =$
9. $3\,a\ [6 + 2\ (a - 3)] + 10\,a^2 =$
10. $s\ [s - 2\ (3 - 5\,s) + 7] - 2\,s^2 =$

11. $2x - 3\,[2x - 3\,(x - 5)] =$
12. $4y + 2y\,[3y - (5 - y) + 6] =$
13. $8r - [7 - 2\,(3r - 5)] =$
14. $9x^2 + 3x + 2\,[2x - 5x\,(x - 1) - 10] - (2x^2 + 7x) =$
15. $19x - 3\,[x - 3\,(x - 2)\,4y + 3\,(-2y) + 3x] - y^2 =$

Dans la multiplication des expressions algébriques, certains produits reviennent si souvent qu'ils méritent une étude particulière. Lorsqu'on reconnaît l'un de ces produits particuliers, ses facteurs sont connus du même coup. La mise en facteur est le procédé qui permet de déterminer deux ou plusieurs expressions dont le produit nous est donné.

Le procédé le plus simple consiste à diviser par un facteur commun chaque terme de l'expression donnée. Par exemple, dans l'expression :

$$3x^4 - 9x^3 + 12x^2$$

il est possible de diviser chaque terme par 3, par x^2, ou par $3x^2$. Ce dernier terme étant le plus grand, est le plus souvent le facteur désiré; ainsi :

$$\begin{aligned} 3x^4 - 9x^3 + 12x^2 &= 3\,(x^4 - 3x^3 + 4x^2) \\ &= x^2\,(3x^2 - 9x + 12) \\ &= 3x^2\,(x^2 - 3x + 4). \end{aligned}$$

Exercice 1-13.

Représenter sous forme d'un produit les expressions suivantes :

1. $7xy - 14xz =$
2. $5a^2b - 25ab^2 =$
3. $2\pi r^2 + 2\pi rh =$
4. $8xy^2 - 16xy + 12x =$
5. $a^2b^2 - 3ab^2 + 4a^3b - 12ab =$
6. $24m^2n - 6mn^2 + 36m^2n^2 - 42m^3 =$

Un autre produit, que l'on rencontre assez souvent, est celui de deux binômes (expressions comportant deux termes). Dans la multiplication, de même que pour les nombres, on trouve que :

$$\begin{array}{r} \times\ 2x + 6 \\ \quad x - 5 \\ \hline 2x^2 + 6x \\ \quad - 10x - 30 \\ \hline 2x^2 - 4x - 30 \end{array}$$

où :

$$\begin{array}{llllll} (2x & + & 6) & (x & - & 5) \\ \uparrow & & \uparrow & \uparrow & & \uparrow \\ A & & B & C & & D \end{array} = 2x^2 - 4x - 30.$$

On voit sur cet exemple que : 1° le produit aura habituellement 3 termes; 2° le premier terme est le produit des premiers termes des binômes; 3° le second terme est la somme des produits des deux termes extérieurs et des deux termes intérieurs (donc A D + B C); 4° le dernier terme est le produit des derniers termes des binômes. La règle des signes doit être constamment appliquée.

Exercice 1-14.

Ecrivez les produits ci-dessous, suivant les quatre règles qui viennent d'être énoncées :

1. $(n + 3)\ (n + 2) =$
2. $(a - 5)\ (a + 2) =$
3. $(p - 4)\ (p - 5) =$
4. $(a + b)\ (a + 2\,b) =$
5. $(x^2 - 4)\ (x^2 - 12) =$
6. $(t\,h + 7)\ (t\,h - 12) =$
7. $(3\,x + 1)\ (3\,x - 3) =$
8. $(x^2 - 11\,y^2)\ (x^2 + 5\,y^2) =$

Cette méthode peut être employée en sens inverse : pour un produit donné on peut trouver deux facteurs. Par exemple, pour l'expression $9\,x^2 + 18\,x + 5$, il faut trouver deux binômes, dont les premiers termes multipliés l'un par l'autre donnent $9\,x^2$, dont les seconds termes donnent 5, et dont la somme des produits des termes extérieurs et intérieurs donne $18\,x$.

Ces facteurs sont déterminés en essayant différentes combinaisons, jusqu'à ce que la bonne soit trouvée. Plusieurs combinaisons sont possibles, mais l'une d'elles seulement satisfait aussi à la troisième condition.

	Facteurs essayés	Deuxième terme	Conclusion
Premier essai	(x + 5) (9 x + 1)	x + 45 x = 46 x	mauvais
Deuxième essai	(x + 1) (9 x + 5)	5 x + 9 x = 14 x	mauvais
Troisième essai	(3 x + 1) (3 x + 5)	15 x + 3 x = 18 x	bon

Un peu de pratique aidera évidemment à trouver assez vite la bonne combinaison.

Exercice 1-15.

Mettre en facteurs les expressions suivantes :

1. $n^2 + 5\,n + 6 =$
2. $x^2 - 6\,x + 5 =$
3. $a^2 - 9\,a + 20 =$
4. $6\,n^2 + n - 2 =$
5. $x^2 + 3\,x\,y + 2\,y^2 =$
6. $15\,a^2 + 22\,a + 8 =$
7. $2 + 7\,x + 5\,x^2 =$
8. $a^4 - 6\,a^2\,b^2 - 55\,b^2 =$

Certains binômes interviennent comme facteurs identiques, ou carrés. Ils sont du type $(a + b)$ ou $(a - b)$. Le carré de chacun comporte la somme des trois termes suivants : 1° le carré du premier terme du binôme; 2° le double du produit des deux termes du binôme; 3° le carré du deuxième terme du binôme.

Ainsi donc :

$$(a + b)^2 = (a + b)\ (a + b) = a^2 + 2\,ab + b^2.$$
$$(a - b)^2 = (a - b)\ (a - b) = a^2 - 2\,ab + b^2.$$

Cette méthode est quelquefois utilisée dans les calculs numériques pour obtenir rapidement les carrés. Par exemple :

$$(23)^2 = (20 + 3)^2 = (20)^2 + 2\ (20)\ (3) + 3^2$$
$$= 400 + 120 + 9 = 529.$$
$$(29)^2 = (30 - 1)^2 = (30)^2 - 2\ (30)\ (1) + 1^2$$
$$= 900 - 60 + 1 = 841.$$

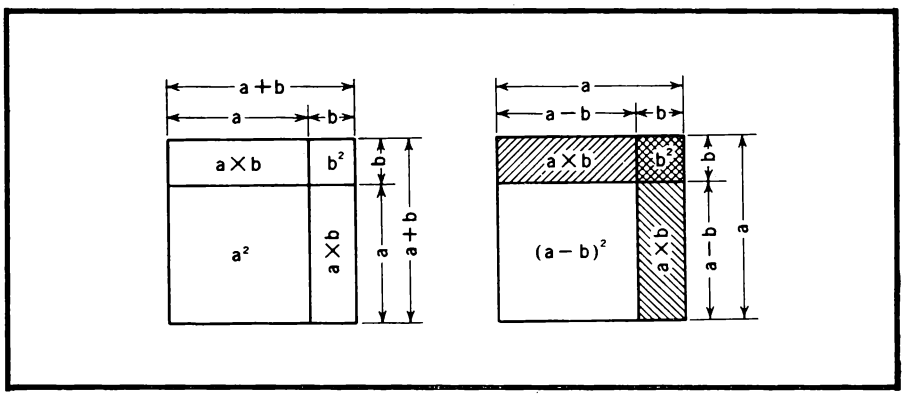


Fig. 1-2. — Représentation, par les surfaces, des carrés des binômes.

Il est donc plus simple d'employer ces formules pour obtenir certains carrés que d'effectuer la multiplication ordinaire. La figure 1-2 donne la représentation des carrés des binômes.

Exercice 1-16.

Effectuer les opérations suivantes :

1. $(x + 3)^2 =$
2. $(x - 5)^2 =$
3. $(x + 6y)^2 =$
4. $(a - c)^2 =$
5. $(2x - 3)^2 =$
6. $(3a + 5)^2 =$
7. $(a - 3b)^2 =$
8. $(3k^2 - 1)^2 =$
9. $(5r^2 + s^2)^2 =$
10. $(a^3 + 12)^2 =$
11. $(h - \frac{1}{4})^2 =$
12. $(\frac{2}{3}a + \frac{1}{2}b)^2 =$

Il est facile de mettre en facteurs les expressions de cette espèce; on prend simplement la racine carrée du premier et du dernier terme, et on écrit le signe du terme médian entre eux. Par exemple :

$$a^2 + 6a + 9 = (a + 3)^2.$$
$$4x^2 - 12x + 9 = (2x - 3)^2.$$

Remarque. — Il convient de s'assurer que le terme médian est bien le double du produit des termes extrêmes.

Exercice 1-17.

Représenter sous forme d'un produit de deux facteurs les expressions suivantes :

1. $x^2 - 12x + 36 =$
2. $16x^2 - 40xy + 25y^2 =$
3. $25a^4 + 120a^2b^2 + 144b^4 =$

Une autre expression utile est constituée par le produit de la somme par la différence de deux termes. On a :

$$(a + b)\ (a - b) = a^2 - b^2.$$

Donc la mise en facteur de la différence des deux carrés s'obtient en prenant la racine de chaque carré et en écrivant le produit de la somme par la différence de ces deux racines :

$$4\,n^2 - 36 = (2\,n + 6)\ (2\,n - 6).$$

Ce produit peut aussi être utile dans certains problèmes d'arithmétique. Si l'on désire multiplier 29 par 31, il suffit de former le produit :

$$(30 + 1)\ (30 - 1) = 900 - 1 = 899.$$

Exercice 1-18.

Effectuer les opérations indiquées ci-dessous, en appliquant le principe qui vient d'être exposé.

1. $(x + y)\ (x - y) =$
2. $(10 - a)\ (10 + a) =$
3. $(4\,a + 3\,b)\ (4\,a - 3\,b) =$
4. $36\,s^2 - s^2 =$
5. $-81\,v^3 + 25\,u^2 =$
6. $12\,c^3 - 3\,c =$
7. $63 \times 57 =$
8. $75 \times 45 =$

Résolution des équations.

Le comportement des appareils radio-électriques est uniforme; cela veut dire que si un circuit se comporte d'une certaine façon à un certain moment, il aura le même comportement à un autre moment, ce qui permet de prévoir, à l'avance, le fonctionnement des circuits en écrivant leurs *équations* ou *formules*. Certaines formules sont simples, d'autres paraissent compliquées; mais lorsqu'une équation a été mise sous une forme utilisable, elle peut être résolue. Le résultat obtenu donne une indication concernant le fonctionnement du circuit considéré, dans certaines conditions particulières. Il sera donc utile de se familiariser un peu avec le maniement des équations.

Là encore il y a certaines règles et définitions. Les deux côtés d'une équation séparés par le signe d'égalité sont appelés souvent les *membres* de l'équation. Ce sont, respectivement, les membres de gauche et de droite, ou encore le premier et le second membre.

Toute opération algébrique (sauf la division par zéro) peut être effectuée sur un membre, à condition que l'autre membre subisse la même opération. Autrement dit, si on ajoute ou retranche deux termes égaux de deux termes égaux, si l'on multiplie ou divise deux termes égaux par deux termes égaux, les résultats sont égaux. Prenons, par exemple, l'équation suivante :

$$\lambda = \frac{300\,000}{f}$$

Supposons que λ soit égal à 600; comment peut-on trouver f?

Solution. — Multipliez d'abord par f les deux côtés de l'équation :

$$f\lambda = \frac{300\,000\,f}{f},$$

et divisez ensuite par λ :

$$f\,\frac{\lambda}{\lambda} = \frac{300\,000\,f}{f\lambda}$$

mais $\frac{\lambda}{\lambda} = 1$ et $\frac{f}{f} = 1$, donc :

$$f = \frac{300\,000}{\lambda} = \frac{300\,000}{600} = 500.$$

Une relation importante en radio-électricité, connue sous le nom de loi d'Ohm, s'écrit habituellement sous la forme de $E = I R$.

La signification des symboles sera expliquée plus loin, mais nous allons étudier dès maintenant cette formule comme exemple des opérations que l'on peut effectuer sur une équation.

Divisons les deux membres par I, il vient :

$$\frac{E}{I} = \frac{I R}{I} = R, \text{ ou } R = \frac{E}{I}$$

Les deux côtés divisés par R donnent :

$$\frac{E}{R} = \frac{I R}{R} = I \text{ ou } I = \frac{E}{R}$$

Une autre modification s'obtient en multipliant par I les deux côtés de l'équation :

$$E I = (I)\ (I R) = I^2 R.$$

Mais on vient de voir que l'on a $I = \frac{E}{R}$. En substituant cette valeur de I dans la dernière équation, il vient :

$$E \times \frac{E}{R} = \frac{E^2}{R} = I^2 R = E I.$$

La règle de cette dernière opération s'énonce en disant que *deux expressions égales à une troisième sont égales entre elles.*

Exercice 1-19.

1. Etant donné $R = 20$, $I = 5$, calculer E.
2. Etant donné $E = 246$, $R = 600$, calculer I.
3. Etant donné $E = 1$, $I = 2.10^{-2}$, calculer R.
4. Etant donné $E = 115$, $I = 2{,}8$, calculer $I^2 R$.

Il n'est quelquefois pas possible d'évaluer exactement une équation, certains facteurs de l'équation n'étant eux-mêmes qu'approximatifs; il en est ainsi pour les formules renfermant $\pi = 3{,}1416$ (approximativement), telles que :

$$X_L = 2 \pi f L, \text{ ou } X_C = \frac{1}{2 \pi f C}$$

Dans ce cas, on doit prendre pour π le nombre de chiffres significatifs égal à celui des autres facteurs. On prend le plus souvent $2 \pi = 6{,}28$.

Exercice 1-20.

1. Etant donné $f = 60$, $L = 1$, trouver X_L.
2. Etant donné $f = 1{,}5 \times 10^6$, $L = 5{,}5 \times 10^{-6}$, trouver X_L.
3. Etant donné $f = 500$, $C = 2 \times 10^{-6}$, trouver X_C.
4. Etant donné $f = 3{,}105 \times 10^6$, $C = 0{,}85 \times 10^{-8}$, trouver X_C.
5. Etant donné $X = X_L - X_C$, $f = 10^6$, $L = 1{,}4 \times 10^{-4}$, $C = 1{,}8 \times 10^{-10}$, trouver X.

Il est souvent nécessaire de simplifier et regrouper une équation pour pouvoir la résoudre plus facilement. Considérons l'équation :

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}.$$

Le premier pas consiste à réduire au même dénominateur les fractions du dénominateur, il vient :

$$R = \frac{1}{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}},$$

et

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Exercice 1-21.

Effectuer les opérations ci-dessous, en utilisant la formule :

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

1. Etant donné $R_1 = 175$, $R_2 = 362$, trouver R.
2. R et R_2 étant donnés, établir la formule donnant R_1.

Équations du second degré.

Ce sont les équations du type

$$a x^2 + b x + c = 0.$$

Les coefficients a, b et c ont des valeurs positives ou négatives quelconques, et il faut trouver la valeur de la variable x. Certains cas particuliers de cette équation ont déjà été considérés, mais il est quelquefois difficile de trouver les facteurs nécessaires. Pour résoudre une équation du second degré, c'est-à-dire pour trouver la formule donnant les valeurs correctes de x, il faut, au préalable, diviser toute l'équation par a, le facteur de x^2. Il vient :

$$x^2 + \frac{b}{a} x + \frac{c}{a} = 0.$$

En retranchant maintenant le terme $\frac{c}{a}$ des deux côtés de l'équation, on obtient :

$$x^2 + \frac{b}{a} x = -\frac{c}{a}.$$

On sait que le troisième terme d'un carré parfait est le coefficient de x divisé par 2 et élevé à la puissance 2. Si l'on effectue cette opération, et que l'on ajoute le terme obtenu aux deux membres de l'équation, il vient :

$$x^2 + \frac{b}{a} x + \frac{b^2}{4 a^2} = \frac{b^2}{4 a^2} - \frac{c}{a}.$$

On peut maintenant extraire la racine carrée des deux côtés de l'équation. Du côté gauche, l'opération peut être effectuée, puisqu'on a affaire à un carré parfait. Du côté droit, l'opération ne peut être qu'indiquée, en mettant devant la racine les deux signes plus et moins, puisque le carré d'une quantité (qu'elle soit positive ou négative) est toujours positif.

Ainsi :

$$x + \frac{b}{2 a} = \pm \sqrt{\frac{b^2 - 4 a c}{4 a^2}},$$

ou

$$x = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \text{ et } x = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}.$$

Donnons un exemple d'utilisation. Considérons l'équation :

$$4x^2 + 12x + 9 = 0.$$

C'est une équation du 2e degré, avec $a = 4$, $b = 12$ et $c = 9$. En substituant ces chiffres dans la formule qui vient d'être établie, on obtient :

$$x = \frac{-12 \pm \sqrt{(12)^2 - 4\,(4)\,(9)}}{2\,(4)} = -\frac{12}{8} = -\frac{3}{2}$$

Considérons un autre exemple; soit l'équation :

$$2x^2 + 5x - 12 = 0,$$

où l'on a : $a = 2$, $b = 5$, $c = -12$. En mettant ces valeurs à la place des lettres dans la formule, il vient :

$$x = \frac{-5 \pm \sqrt{5^2 - 2\,(4)\,(-12)}}{2\,(2)} = \frac{-5 \pm \sqrt{25 + 96}}{4}$$

Avec le signe positif on a :

$$x = \frac{-5 + 11}{4} = \frac{3}{2}.$$

Avec le signe négatif :

$$x = \frac{-5 - 11}{4} = -4.$$

A titre de vérification, substituer chacune de ces valeurs de x dans l'équation considérée :

$$x = -4.$$

$$2\,(-4)^2 + 5\,(-4) - 12 = 0.$$

$$2\,(16) - 20 - 12 = 0$$

$$32 - 32 = 0$$

$$0 = 0$$

$$x = 1\frac{1}{2} = \frac{3}{2}.$$

$$2\left(\frac{3}{2}\right)^2 + 5\left(\frac{3}{2}\right) - 12 = 0$$

$$2\left(\frac{9}{4}\right) + \left(\frac{15}{2}\right) - 12 = 0$$

$$12 - 12 = 0$$

$$0 = 0$$

Exercice 1-22.

Résoudre les équations du 2e degré ci-dessous :

1. $x^2 + 2x - 3 = 0.$
2. $x^2 - 8x + 15 = 0.$
3. $x^2 - 9x - 22 = 0.$
4. $2x^2 - 9x + 4 = 0.$
5. $6x^2 - 5x + 1 = 0.$
6. $5x^2 - 11x + 2 = 0.$
7. $12y^2 + 25y + 12 = 0.$
8. $x^2 + 19 = 20x.$
9. $x^2 + 2x = 48.$
10. $x^2 + 2ax - 3a = 0.$

Trigonométrie.

La trigonométrie est la partie des mathématiques qui traite des propriétés des triangles. En réalité, les notions de trigonométrie ont un grand champ d'application, et permettent, entre autres, de résoudre de nombreux problèmes de radio-électricité, ainsi que nous le verrons plus loin.

Un triangle rectangle est un triangle dont l'un des angles est un angle droit, comme le triangle de la figure 1-3. Pour la commodité de l'écriture, les angles sont désignés par les lettres majuscules A, B et C (C désignant l'angle droit), et les côtés opposés de chaque angle sont marqués respectivement par les petites lettres correspondantes *a, b* et *c*.

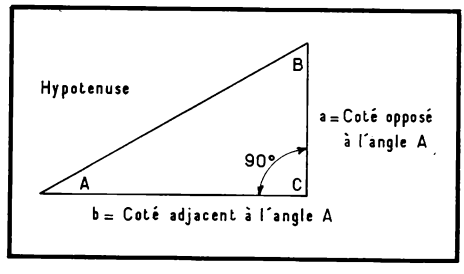


Fig. 1-3. — Notation du triangle rectangle.

La géométrie nous apprend que la somme des angles d'un triangle est égale à 180°; on a donc : A + B + C = 180°. Mais puisque C = 90°, A + B = 180° — C = 180° — 90° = 90°. Donc, les angles A et B sont inférieurs à 90°; ce sont des *angles aigus,* et les relations suivantes sont vraies : A + B = 90°; A = 90° — B; B = 90° — A.

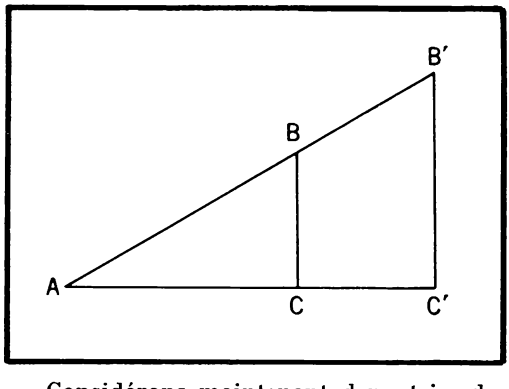


Fig. 1-4. — Triangles semblables ABC et AB'C'.

Considérons maintenant deux triangles tels que A B C et A B' C' de la figure 1-4, l'un d'eux étant plus grand que l'autre. La géométrie démontre que ces deux triangles sont *semblables,* c'est-à-dire que leurs angles sont égaux et leurs côtés proportionnels. On peut dire que :

$$\frac{BC}{AC} = \frac{B'C'}{AC'} = \text{une constante.}$$

Indépendamment de la dimension du triangle A B' C', aussi longtemps que sa forme sera la même que celle du triangle A B C, cette relation sera satisfaite. Si les angles sont modifiés, la valeur du rapport sera changée également.

Il existe une relation bien déterminée entre l'angle aigu d'un triangle rectangle et le rapport des côtés de ce triangle.

Pour utiliser ces rapports, il est commode de leur donner des noms suivant les définitions ci-dessous (qui utilisent les désignations de la figure 1-3).

On a pour l'angle A :

$$\text{Sinus de A} = \frac{\text{côté opposé à A}}{\text{hypoténuse}} = \sin A = \frac{a}{c};$$

$$\text{Cosinus de A} = \frac{\text{côté adjacent à A}}{\text{hypoténuse}} = \cos A = \frac{b}{c};$$

$$\text{Tangente de A} = \frac{\text{côté opposé à A}}{\text{côté adjacent à A}} = \text{tg A} = \frac{b}{a}.$$

Les abréviations sin, cos et tg sont constamment utilisées pour désigner le sinus, le cosinus et la tangente. D'autres rapports peuvent être formés, mais ne seront pas nécessaires dans ce qui suit. Il faut se rappeler que ces rapports ne dépendent que de l'angle du triangle rectangle, mais non de ses dimensions.

On peut démontrer que, dans un triangle rectangle, le carré de l'hypoténuse est égal à la somme des carrés des deux autres côtés : c'est le théorème de Pythagore. On a donc :

$$a^2 + b^2 = c^2.$$

D'où :

$$a = \sqrt{c^2 - b^2} \qquad \text{et} \quad b = \sqrt{c^2 - a^2}.$$

Les valeurs des rapports (dites *fonctions trigonométriques*) peuvent être calculées facilement pour certains angles. Considérons un triangle équilatéral dont chaque côté est égal à l'unité. Les côtés étant égaux, les angles opposés le sont également. La somme des angles étant de 180°, chaque angle est donc égal à 60° (voir la figure 1-5). La perpendiculaire abaissée du sommet du triangle divise le côté opposé en deux tronçons égaux à 0,5 chacun. Deux triangles rectangles sont ainsi formés pour lesquels on peut écrire (figure 1-5 *c*) :

$$a = \sqrt{c^2 - b^2} = \sqrt{1^2 - (0{,}5)^2} = \sqrt{3/4} = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0{,}87.$$

Par définition :

$$\sin A = \frac{a}{c} = \frac{0{,}87}{1} = 0{,}87 = \frac{\sqrt{3}}{2} = \sin 60°.$$

Et de même :

$$\cos A = \frac{b}{c} = \frac{1}{2} : 1 = 0{,}50 = \cos 60°.$$

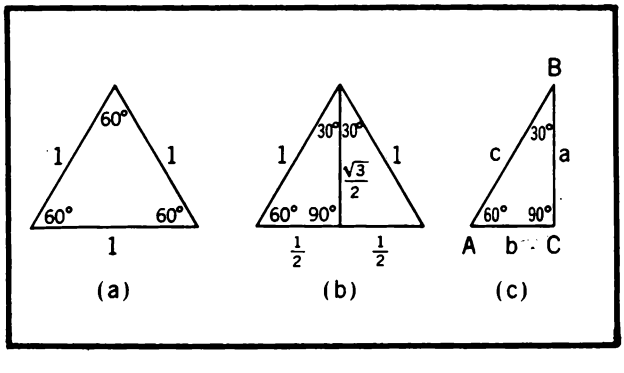


Fig. 1-5. — Triangle équilatéral et triangle à angles 30° et 60°.

Enfin :

$$\text{tg A} = \frac{a}{b} = \frac{\sqrt{3}}{2} : \frac{1}{2} = \sqrt{3} = 1{,}73 = \text{tg } 60°.$$

On peut donc écrire :

$$\sin 60° = 0{,}87;\ \cos 60° = 0{,}50;\ \text{tg } 60° = 1{,}73.$$

On peut déterminer de la même façon les fonctions trigonométriques pour B = 30°. On a :

$$\sin \text{B} = \sin 30° = \frac{b}{c} = 0{,}50;$$

$$\cos \text{B} = \cos 30° = \frac{a}{c} = 0{,}87;$$

$$\text{tg B} = \text{tg } 30° = \frac{b}{a} = 0{,}58.$$

Exercice 1-23.

1. Tracer le triangle rectangle dont les côtés font respectivement 10,3 et 7,6 cm; trouver la valeur de l'hypoténuse.

2. Le plus petit des angles de ce triangle est égal à 37° environ. Calculer sin 37°, cos 37° et tg 37° d'après les relations entre les côtés de ce triangle.

3. Quelle est la relation entre sin 30° et cos 60°? Entre sin 60° et cos 30°?

4. Peut-on écrire pour les triangles étudiés : sin (90° — A) = cos A? Il n'est pas nécessaire de calculer toutes les valeurs numériques dont on a besoin, car il existe des tables, comme la table 1-7, page 35.

Pour utiliser cette table, procéder de la façon suivante :

1° Pour trouver les fonctions de 37°, chercher dans la colonne de gauche le chiffre 37°. Sur la même ligne on lit : sin 37° = 0,601 8, cos 37° = 0,798 6 et tg 37° = 0,753 6.

2° Pour l'angle dont le cosinus est égal à 0,898 8, chercher, dans la colonne des cosinus, le nombre 0,898 8. On voit que ce nombre correspond à l'angle de 26°; on a donc cosinus 26° = 0,898 8.

3° Pour trouver cos 16°,5 (16° 30′) on suppose que le cosinus de l'angle situé au milieu, entre les deux angles indiqués, 16° et 17°, est situé au milieu, entre les cosinus de ces angles. On effectue ce qu'on appelle une *interpolation :*

(a)	cos 16° = 0,961 3	(d)	cos 16° = 0,961 3
(b)	cos 17° = 0,956 3	(e)	0,5 × 0,005 0 = 0,002 5
(c)	différence = 0,005 0	(f)	cos 16°,5 = 0,958 8

4° Pour trouver la tangente de 35° 40′ (35,66°), on effectuera le même genre d'interpolation :

(a)	tg 36° = 0,726 5	(d)	tg 35° = 0,700 2
(b)	tg 35° = 0,700 2	(e)	0,66 × 0,026 3 = 0,017 5
(c)	différence = 0,026 3	(f)	tg 35,66 = 0,717 7

5° Trouver l'angle A, si l'on sait que sin A = 0,662 6. On voit, d'après la table, que A est compris entre 41° et 42°.

(a)	sin 42° = 0,669 1	(d)	sin A = 0,662 6
(b)	sin 41° = 0,656 1	(e)	sin 41° = 0,656 1
(c)	différence = 0,013 0	(f)	différence = 0,006 5

(g) l'on a : $A = 41° + \frac{0{,}006\,5}{0{,}013\,0} \times 1°$.

(h) A = 41° + 0,5° = 41,5° (ou 41° 30′).

Exercice 1-24.

Calculer, d'après la table 1-7, les angles et les fonctions ci-dessous :

1. sin 45°.
2. cos 45°.
3. tg 45°.
4. sin 90°.
5. cos 15,5°.
6. tg 75°.
7. cos 88,6°.
8. sin 79,25°.
9. Angle A, quand sin A = 0,913 5.
10. Angle A, quand tg A = 0,203 5.
11. Angle A, quand cos A = 0,931 0.
12. Angle A, quand sin A = 0,999 5.

Les fonctions trigonométriques trouvent de nombreuses applications dans les problèmes de radio-électricité. Nous allons toutefois commencer par discuter un exemple d'application où interviennent des forces mécaniques.

Considérons un lance-pierre (fig. 1-6 *a*). Si l'on suppose que les angles sont ceux de la figure 1-6 *b*, on peut calculer les forces qui sollicitent la pierre placée comme sur la figure 1-6 *a*, puisque ces forces sont proportionnelles aux côtés du triangle A B D ou B C D. La moitié de la force qui agit sur la pierre est ainsi fournie par chaque moitié de la bande de caoutchouc. Si, par

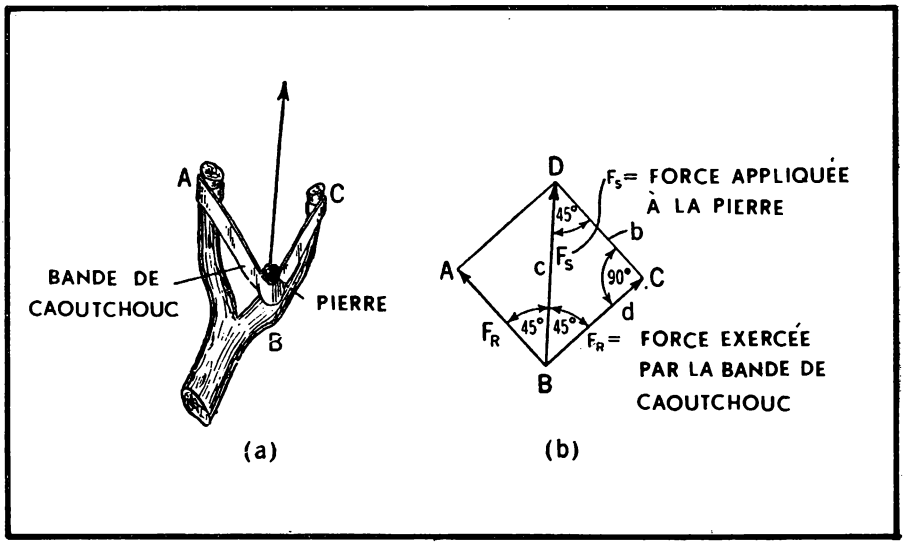


Fig. 1-6. — Un lance-pierre et son diagramme des forces.

Table 1-7 **Sinus, Cosinus et Tangentes**

Degrés	Sinus $\left(\frac{opposé}{hypot.}\right)$	Cosinus $\left(\frac{adjac.}{hypot.}\right)$	Tangente $\left(\frac{opposé}{adjac.}\right)$	Degrés	Sinus $\left(\frac{opposé}{hypot.}\right)$	Cosinus $\left(\frac{adjac.}{hypot.}\right)$	Tangente $\left(\frac{opposé}{adjac.}\right)$
0	0,000 0	1,000 0	0,000 0	45	0,707 1	0,707 1	1,000 0
1	0,017 5	0,999 8	0,017 5	46	0,719 3	0,694 7	1.035 5
2	0,034 9	0,999 4	0,034 9	47	0,731 4	0,682 0	1,072 4
3	0,052 3	0,998 6	0,052 4	48	0,743 1	0,669 1	1,110 6
4	0,069 8	0,997 6	0,069 9	49	0.754 7	0,656 1	1,150 4
5	0,087 2	0,996 2	0,087 5	50	0,766 0	0,642 8	1,191 8
6	0,104 5	0,994 5	0,105 1	51	0,777 1	0,629 3	1,234 9
7	0,121 9	0,992 5	0,122 8	52	0,788 0	0,615 7	1,279 9
8	0,139 2	0,990 3	0,140 5	53	0,798 6	0,601 8	1,327 0
9	0,156 4	0,987 7	0,158 4	54	0,809 0	0.587 8	1,376 4
10	0,173 6	0,984 8	0,176 3	55	0,819 2	0,573 6	1,428 1
11	0,190 8	0,981 6	0,194 4	56	0,829 0	0,559 2	1,482 6
12	0,207 9	0,978 1	0,212 6	57	0,838 7	0,544 6	1,539 9
13	0,225 0	0,974 4	0,230 9	58	0,848 0	0,529 9	1,600 3
14	0,241 9	0,970 3	0,249 3	59	0,857 2	0,515 0	1,664 3
15	0,258 8	0,965 9	0,267 9	60	0,866 0	0,500 0	1,732 1
16	0,275 6	0,961 3	0,286 7	61	0,874 6	0,484 8	1,804 0
17	0,292 4	0,956 3	0,305 7	62	0,882 9	0,469 5	1,880 7
18	0,309 0	0,951 1	0,324 9	63	0,891 0	0,454 0	1,962 6
19	0,325 6	0,945 5	0,344 3	64	0,898 8	0.438 4	2,050 3
20	0,342 0	0,939 7	0,364 0	65	0,906 3	0,422 6	2,144 5
21	0,358 4	0,933 6	0,383 9	66	0,913 5	0,406 7	2,246 0
22	0,374 6	0,927 2	0,404 0	67	0,920 5	0,390 7	2,355 9
23	0,390 7	0,920 5	0,424 5	68	0,927 2	0,374 6	2,475 1
24	0,406 7	0,913 5	0,445 2	69	0,933 6	0,358 4	2,605 1
25	0,422 6	0,906 3	0,466 3	70	0,939 7	0,342 0	2,747 5
26	0,438 4	0,898 8	0,487 7	71	0,945 5	0,325 6	2,904 2
27	0,454 0	0,891 0	0,509 5	72	0,951 1	0,309 0	3,077 7
28	0,469 5	0,882 9	0,531 7	73	0,956 3	0,292 4	3,270 9
29	0,484 8	0,874 6	0,554 3	74	0,961 3	0,275 6	3,487 4
30	0,500 0	0,866 0	0,577 4	75	0,965 9	0,258 8	3,732 1
31	0,515 0	0,857 2	0,600 9	76	0,970 3	0,241 9	4,010 8
32	0,529 9	0,848 0	0,624 9	77	0,974 4	0,225 0	4,331 5
33	0,544 6	0,838 7	0,649 4	78	0,978 1	0,207 9	4,704 6
34	0,559 2	0,829 0	0,674 5	79	0,981 6	0,190 8	5,144 6
35	0,573 6	0,819 2	0,700 2	80	0,984 8	0,173 6	5,671 3
36	0,587 8	0,809 0	0,726 5	81	0,987 7	0,156 4	6,313 8
37	0,601 8	0,798 6	0,753 6	82	0,990 3	0,139 2	7,115 4
38	0,615 7	0,788 0	0,781 3	83	0,992 5	0,121 9	8,144 3
39	0,629 3	0,777 1	0,809 8	84	0,994 5	0,104 5	9,514 4
40	0,642 8	0,766 0	0,839 1	85	0,996 2	0,087 2	11,430 1
41	0,656 1	0,754 7	0,869 3	86	0,997 6	0,069 8	14,300 7
42	0,669 1	0,743 1	0,900 4	87	0,998 6	0,052 3	19,081 1
43	0,682 0	0,731 4	0,932 5	88	0,999 4	0,034 9	28,636 3
44	0,694 7	0,719 3	0,965 7	89	0,999 8	0,017 5	57,290 0
45	0,707 1	0,707 1	1,000 0	90	1,000 0	0,000 0	. . . . .

exemple, la bande est tendue de telle sorte que chaque partie exerce une force de 1 unité (que nous pouvons désigner par F_R), dirigée suivant la direction de la bande elle-même, quel est l'effort qui s'exerce sur la pierre (désignons-le par le symbole F_S) ?

Nous avons :

$$\cos 45° = \frac{1}{2}\,\frac{c}{d} \text{ ou } \frac{1}{2}\,c = d \cos 45°.$$

Il vient donc :

$$\frac{1}{2} F_S = F_R \times \cos 45° = 1 \times 0{,}707\,1 = 0{,}707\,1.$$

L'effort total sera égal au double de cette valeur, c'est-à-dire à 1,414 2.

Addition vectorielle.

Le triangle de la figure 1-7 indique certaines relations qui seront expliquées plus loin :

$$\frac{R}{Z} = \cos\theta \qquad R = Z\cos\theta \qquad Z = \frac{R}{\cos\theta}$$

$$\frac{X}{Z} = \sin\theta \qquad X = Z\sin\theta \qquad Z = \frac{X}{\sin\theta}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \qquad \text{tg}\,\theta = \frac{X}{R}$$

Exercice 1-25.

1. On a R = 8 et X = 6; calculer θ.
2. On a Z = 10 et θ = 45°; trouver R et X.

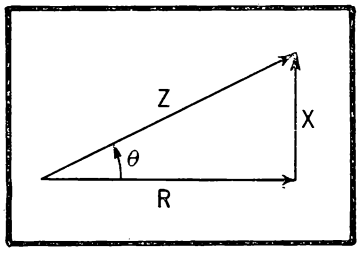


Fig. 1-7. — Triangle des impédances.

Supposons que l'on ait R = 8 et X = 6, et que ces valeurs doivent donner Z = 10. Bien entendu, ces valeurs ne peuvent être ajoutées arithmétiquement de façon à donner 8 + 6 = 14. Les quantités qui ont une direction et une valeur bien définies, telles que R, X ou Z, portent le nom de *vecteurs* et s'ajoutent *vectoriellement*. Pour ajouter R et X de cette façon, il faut les disposer comme l'indique le triangle de la figure 1-7 (les flèches indiquent le sens de chaque vecteur) et tracer une ligne joignant l'origine de R à l'extrémité de X. On obtient le vecteur Z, somme de R et de X, dont la valeur algébrique est $Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{8^2 + 6^2} = 10$.

On indique les quantités vectorielles en caractères gras, ou par une flèche horizontale qui distingue un vecteur tel que $\vec{x}$ d'une quantité non vectorielle telle que x.

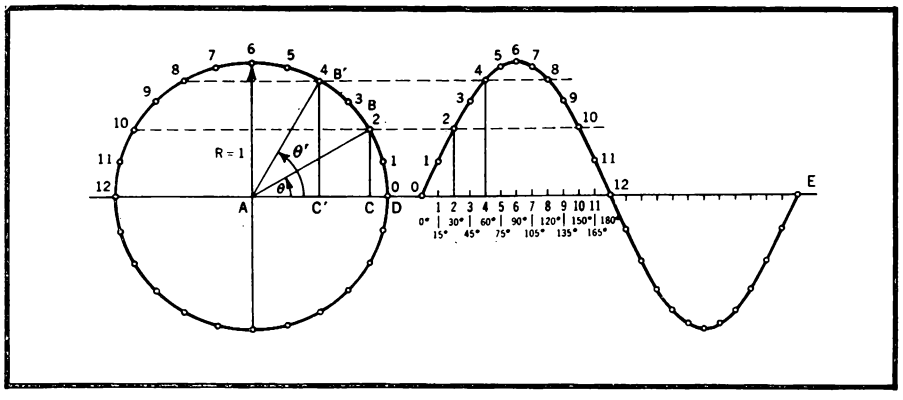


Fig. 1-8. — Construction de la courbe sinusoïdale.

Le procédé graphique pour déterminer la valeur des fonctions trigonométriques consiste à tracer une courbe sinusoïdale à partir d'un cercle de rayon unité (fig. 1-8) et de centre A. Le triangle A C B est un triangle rectangle et l'on a $\sin \theta = \frac{C B}{A B}$.

Mais A B = 1 (unité de longueur), d'où sin θ = C B. Si on prend un autre angle, tel que θ′, l'on a encore sin θ′ = C′ B′. Si l'on divise la circonférence en un certain nombre de parties égales, 24 par exemple, on peut marquer les positions occupées successivement par le vecteur A B et leur faire correspondre les droites horizontales (en pointillé) qui permettent de tracer les points successifs d'une sinusoïde.

On remarquera, en passant, que l'on a sin 120° = sin 60°, sin 150° = sin 30°, etc. On peut en déduire que sin (180° — A) = sin A. Plusieurs autres règles générales peuvent être déduites du graphique figure 1-8.

Exercice 1-26.

Comparer les ordonnées de la figure 1-8 avec les valeurs de la table 1-7 pour plusieurs valeurs d'angles.

Nous avons, sur la figure 1-8 : cos θ = A C. Si l'on procède de la même façon que précédemment, on obtient la courbe des cosinus. Elle est identique à la courbe des sinus, mais se trouve décalée de telle façon que son ordonnée est nulle quand celle de la sinusoïde est égale à 1, et inversement.

Exercice 1-27.

Comparer plusieurs points de la sinusoïde (de la fig. 1-8) avec les valeurs des cosinus de la table 1-7. Peut-on utiliser la relation sin (90° — A) = cos A, pour tracer une courbe des cosinus?

Dans certaines applications, il est utile d'employer une unité de mesure d'angle, dont nous allons donner maintenant la définition. Si on place le rayon d'un cercle le long de sa circonférence, à la manière d'une règle

flexible, on constate que cette circonférence a une longueur égale à 2π fois le rayon. Cette relation est valable quelles que soient les dimensions du cercle. L'angle θ défini par la figure 1-9 s'appelle le *radian* et est égal à 57,3°. Pour convertir les degrés en radians, diviser le nombre de degrés par 57,3; pour convertir les radians en degrés, multiplier le nombre de radians par 57,3.

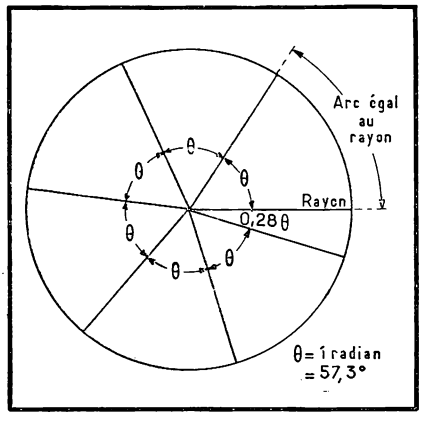


Fig. 1-9. — Mesure des angles en radians.

Exercice 1-28.

1. Convertir en radians les angles suivants : 45°, 60°, 90°, 180°, 120°, 135°, 22,5°, 200°, 3000°.

2. Convertir en degrés les angles suivants :

$$\frac{\pi}{3}, \frac{3\pi}{4}, \frac{\pi}{72}, \frac{7\pi}{6}, \frac{20\pi}{3}, 0{,}98\,\pi.$$

Logarithmes.

Nous avons déjà montré la notation employée pour écrire les très grands et les très petits nombres. Cette notation peut être étendue aux différentes opérations (multiplication, division, etc.).

Considérons une fois de plus la table des puissances de dix ci-dessous :

$$\begin{aligned} 10^3 &= 1000 \\ 10^2 &= 100 \\ 10^1 &= 10 \\ 10^0 &= 1 \\ 10^{-1} &= 0{,}1 \\ 10^{-2} &= 0{,}01 \\ 10^{-3} &= 0{,}001 \end{aligned}$$

etc.

On voit que l'on a $10^0 = 1$ et $10^1 = 10$. Un nombre compris entre 1 et 10 doit être écrit comme une puissance fractionnaire de 10. Il existe des tables pour indiquer les valeurs de ces fractions. La table 1-8 en fournit un exemple.

Avant de l'utiliser, il faut se rappeler que le nombre 2, par exemple, est placé entre 1 et 10; il peut être représenté par $10^{0,3010}$. On peut écrire aussi au lieu de 3 : $10^{0,4771}$. Comme la *base* 10 intervient invariablement dans cette notation, on peut ne pas l'écrire, et noter l'exposant seul, qui prend alors le nom de *logarithme*. Les logarithmes des nombres compris entre 1 et 10 sont :

log 1 = 0,000 0	log 4 = 0,602 1	log 7 = 0,845 1
log 2 = 0,301 0	log 5 = 0,699 0	log 8 = 0,903 1
log 3 = 0,477 1	log 6 = 0,778 2	log 9 = 0,954 2

Les exposants des nombres compris entre 10 et 100 sont compris entre 1 et 2. Mais on peut remarquer que 20 est la même fraction de la distance entre 10 et 100, que 2 de la distance entre 1 et 10. On peut donc écrire :

log 20 = 1,301 0
log 200 = 2,301 0
log 2 000 = 3,301 0, etc.

La partie du logarithme à droite de la virgule reste la même quel que soit le nombre de décimales du nombre initial. La partie qui se trouve à gauche de la virgule change d'une unité chaque fois que le nombre initial est multiplié ou divisé par 10. La fraction décimale du logarithme porte le nom de *mantisse*. La partie entière porte le nom de *caractéristique* et se détermine de la façon suivante :

(a) Déplacer la virgule, jusqu'à ce que le nombre restant soit compris entre 1 et 10.

(b) Compter le nombre de places décimales ainsi sautées; ce nombre, c'est la caractéristique.

(c) Rendre la caractéristique positive, si la virgule a été déplacée vers la gauche, et négative si elle a été déplacée vers la droite.

(d) Une caractéristique négative s'écrit de la même façon qu'une caractéristique positive, mais en plaçant le signe « moins » au-dessus du nombre indiquant la caractéristique.

Exemple. — Trouver log 4570 dans la table.

(a) Trouver le nombre 45 dans la colonne de gauche de la table 1-8, et lire, sur la même ligne, et dans la colonne de 7, le nombre 6599. Ecrire : 0,659 9.

(b) Déplacer la virgule à gauche, de trois places décimales, jusqu'à ce qu'on obtienne un chiffre compris entre 1 et 10, soit 4,570.

(c) Le logarithme est donc, 3 + 0,659 9 = 3,659 9.

Exemple. — Trouver log 0,001 21.

(a) Chercher 12 dans la colonne de gauche, trouver sur la même ligne, et dans la colonne de 1, le nombre 0,082 8.

(b) Déplacer la virgule de trois places, pour obtenir 1,21. La caractéristique est 3 et négative, et nous l'écrirons : $\bar{3}$.

(c) Ecrire : log 0,001 21 = $\bar{3}$ + 0,082 8 = $\bar{3}$,082 8.

Exercice 1-29.

1. Vérifier : (a) log 207 = 2,316 0; (b) log 8500 = 3,929 4; (c) log 0,667 = $\bar{1}$,824 1; (d) log 91,9 = 1,963 3.

2. Trouver les logarithmes des nombres suivants : 206, 75 400, 8330, 92,8, 0,000 26.

Le nombre qui correspond à un logarithme donné, porte le nom d'*antilogarithme* et se détermine de la façon suivante :

Table 1-8 **Logarithmes des nombres de 100 à 549**

N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
10	0000	0043	0086	0128	0170	0212	0253	0294	0334	0374
11	0414	0453	0492	0531	0569	0607	0645	0682	0719	0755
12	0792	0828	0864	0899	0934	0969	1004	1038	1072	1106
13	1139	1173	1206	1239	1271	1303	1335	1367	1399	1430
14	1461	1492	1523	1553	1584	1614	1644	1673	1703	1732
15	1761	1790	1818	1847	1875	1903	1931	1959	1987	2014
16	2041	2068	2095	2122	2148	2175	2201	2227	2253	2279
17	2304	2330	2355	2380	2405	2430	2455	2480	2504	2529
18	2553	2577	2601	2625	2648	2672	2695	2718	2742	2765
19	2788	2810	2833	2856	2878	2900	2923	2945	2967	2989
20	3010	3032	3054	3075	3096	3118	3139	3160	3181	3201
21	3222	3243	3263	3284	3304	3324	3345	3365	3385	3404
22	3424	3444	3464	3483	3502	3522	3541	3560	3579	3598
23	3617	3636	3655	3674	3692	3711	3729	3747	3766	3784
24	3802	3820	3838	3856	3874	3892	3909	3927	3945	3962
25	3979	3997	4014	4051	4048	4065	4082	4099	4116	4133
26	4150	4166	4183	4200	4216	4232	4249	4265	4281	4298
27	4314	4330	4346	4362	4378	4393	4409	4425	4440	4456
28	4472	4487	4502	4518	4533	4548	4564	4579	4594	4609
29	4624	4639	4654	4669	4683	4698	4713	4728	4742	4757
30	4771	4786	4800	4814	4829	4843	4857	4871	4886	4900
31	4914	4928	4942	4955	4969	4983	4997	5011	5024	5038
32	5051	5065	5079	5092	5105	5119	5132	5145	5159	5172
33	5185	5198	5211	5224	5237	5250	5263	5276	5289	5302
34	5315	5328	5340	5353	5366	5378	5391	5403	5416	5428
35	5441	5453	5465	5478	5490	5502	5514	5527	5539	5551
36	5563	5575	5587	5599	5611	5623	5635	5647	5658	5670
37	5682	5694	5705	5717	5729	5740	5752	5763	5775	5786
38	5798	5809	5821	5832	5843	5855	5866	5877	5888	5899
39	5911	5922	5933	5944	5955	5966	5977	5988	5999	6010
40	6021	6031	6042	6053	6064	6075	6085	6096	6107	6117
41	6128	6138	6149	6160	6170	6180	6191	6201	6212	6222
42	6232	6243	6253	6263	6274	6284	6294	6304	6314	6325
43	6335	6345	6355	6365	6375	6385	6395	6405	6415	6425
44	6435	6444	6454	6464	6474	6484	6493	6503	6513	6522
45	6532	6542	6551	6561	6571	6580	6590	6599	6609	6618
46	6628	6637	6646	6656	6665	6675	6684	6693	6702	6712
47	6721	6730	6739	6749	6758	6767	6776	6785	6794	6803
48	6812	6821	6830	6839	6848	6857	6866	6875	6884	6893
49	6902	6911	6920	6928	6937	6946	6955	6964	6972	6981
50	6990	6998	7007	7016	7024	7033	7042	7050	7059	7067
51	7076	7084	7093	7101	7110	7118	7126	7135	7143	7152
52	7160	7168	7177	7185	7193	7202	7210	7218	7226	7235
53	7243	7251	7259	7267	7275	7284	7292	7300	7308	7316
54	7324	7332	7340	7348	7356	7364	7372	7380	7388	7396
N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

Logarithmes des nombres de 550 à 999

N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
55	7404	7412	7419	7427	7435	7443	7451	7459	7466	7474
56	7482	7490	7497	7505	7513	7520	7528	7536	7543	7551
57	7559	7566	7574	7582	7589	7597	7604	7612	7619	7627
58	7634	7642	7649	7657	7664	7672	7679	7686	7694	7701
59	7709	7716	7723	7731	7738	7745	7752	7760	7767	7774
60	7782	7789	7796	7803	7810	7818	7825	7832	7839	7846
61	7853	7860	7868	7875	7882	7889	7896	7903	7910	7917
62	7924	7931	7938	7945	7952	7959	7966	7973	7980	7987
63	7993	8000	8007	8014	8021	8028	8035	8041	8048	8055
64	8062	8069	8075	8082	8089	8096	8102	8109	8116	8122
65	8129	8136	8142	8149	8156	8162	8169	8176	8182	8189
66	8195	8202	8209	8215	8222	8228	8235	8241	8248	8254
67	8261	8267	8274	8280	8287	8293	8299	8306	8312	8319
68	8325	8331	8338	8344	8351	8357	8363	8370	8376	8382
69	8388	8395	8401	8407	8414	8420	8426	8432	8439	8445
70	8451	8457	8463	8470	8476	8482	8488	8494	8500	8506
71	8513	8519	8525	8531	8537	8543	8549	8555	8561	8567
72	8573	8579	8585	8591	8597	8603	8609	8615	8621	8627
73	8633	8639	8645	8651	8657	8663	8669	8675	8681	8686
74	8692	8698	8704	8710	8716	8722	8727	8733	8739	8745
75	8751	8756	8762	8768	8774	8779	8785	8791	8797	8802
76	8808	8814	8820	8825	8831	8837	8842	8848	8854	8859
77	8865	8871	8876	8882	8887	8893	8899	8904	8910	8915
78	8921	8927	8932	8938	8943	8949	8954	8960	8965	8971
79	8976	8982	8987	8993	8998	9004	9009	9015	9020	9025
80	9031	9036	9042	9047	9053	9058	9063	9069	9074	9079
81	9085	9090	9096	9101	9106	9112	9117	9122	9128	9133
82	9138	9143	9149	9154	9159	9165	9170	9175	9180	9186
83	9191	9196	9201	9206	9212	9217	9222	9227	9232	9238
84	9243	9248	9253	9258	9263	9269	9274	9279	9284	9289
85	9294	9299	9304	9309	9315	9320	9325	9330	9335	9340
86	9345	9350	9355	9360	9365	9370	9375	9380	9385	9390
87	9395	9400	9405	9410	9415	9420	9425	9430	9435	9440
88	9445	9450	9455	9460	9465	9469	9474	9479	9484	9489
89	9494	9499	9504	9509	9513	9518	9523	9528	9533	9538
90	9542	9547	9552	9557	9562	9566	9571	9576	9581	9586
91	9590	9595	9600	9605	9609	9614	9619	9624	9628	9633
92	9638	9643	9647	9652	9657	9661	9666	9671	9675	9680
93	9685	9689	9694	9699	9703	9708	9713	9717	9722	9727
94	9731	9736	9741	9745	9750	9754	9759	9763	9768	9773
95	9777	9782	9786	9791	9795	9800	9805	9809	9814	9818
96	9823	9827	9832	9836	9841	9845	9850	9854	9859	9863
97	9868	9872	9877	9881	9886	9890	9894	9899	9903	9908
98	9912	9917	9921	9926	9930	9934	9939	9943	9948	9952
99	9956	9961	9965	9969	9974	9978	9983	9987	9991	9996
N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

(a) Trouver la mantisse dans la table et lire le nombre auquel elle correspond. Considérer ce nombre comme étant compris entre 1 et 10.

(b) Déplacer la virgule vers la droite, d'autant de places que la caractéristique compte d'unités, quand elle est positive (et vers la gauche si elle est négative).

Exemple. — Trouver l'antilogarithme de 2,587 7.

(a) Trouver 0,587 7 dans la ligne 38, et la colonne 7. Considérer que le nombre trouvé est 3,87.

(b) Déplacer la virgule de deux places décimales, ce qui donne 387.

Exemple. — Trouver l'antilogarithme de $\overline{3}$,324 3.

(a) Trouver 0,324 3 dans la ligne 21, et la colonne 1, considérer que le nombre trouvé est 2,11.

(b) La caractéristique est $\overline{3}$. Donc, déplacer la virgule de trois places vers la gauche. On a : 0,002 11.

Si l'on ne trouve pas la valeur exacte dans la table, il faut interpoler.

Exemple. — Trouver l'antilogarithme de 0,420 8.

log 2,64	= 0,421 6	log 2,64	= 0,421 6
log 2,63	= 0,420 0	log donné	= 0,420 9
différence	= 0,001 6	différence	= 0,000 8

Comme l'on a 0,000 8 : 0,001 6 = 0,5, l'antilogarithme cherché doit se trouver à 0,5 de l'intervalle compris entre 2,63 et 2,64, c'est donc 2,635.

Exercice 1-30.

1. Vérifier : (a) antilog 1,816 9 = 65,6; (b) antilog $\overline{3}$,932 5 = 0,008 56; (c) antilog 4,481 4 = 30 300; (d) antilog 3,571 1 = 3725; (e) antilog $\overline{2}$,876 6 = 0,075 27.

2. Trouver les antilogarithmes des nombres suivants : (a) 2,927 4; (b) $\overline{1}$,953 3; (c) 3,544 1; (d) 0,619 6; (e) $\overline{4}$,616 9.

Les logarithmes facilitent les opérations de division et de multiplication. Les règles sont les mêmes que dans le cas des opérations effectuées sur les exposants. Donc, pour multiplier, additionner les logarithmes des nombres et chercher l'antilogarithme du résultat.

Exemple. — Soit à multiplier 479 par 89 :

log 479	= 2,680 3	
log 89	= 1,949 4	
log du produit	= 4,629 7	
antilog 4,629 7	= 42 630	= produit cherché.

Pour diviser, retrancher les logarithmes. Ainsi, pour effectuer l'opération 479 : 890, il faut écrire :

log 479	= 2,680 3
— log 890	= 2,949 4
log du quotient	= $\overline{1}$,730 9
antilog $\overline{1}$,730 9	= 0,538

Exercice 1-31.

Effectuer, à l'aide des logarithmes, les opérations suivantes :

1. $3 \times 7 =$
2. $746 \times 0{,}567 =$
3. $5{,}55 \times 637 =$
4. $0{,}049\,5 \times 0{,}026\,7 =$
5. $87{,}5 : 37{,}7 =$
6. $0{,}685 : 9{,}75 =$
7. $3{,}14 : 2{,}72 =$
8. $0{,}038\,5 : 0{,}001\,46 =$

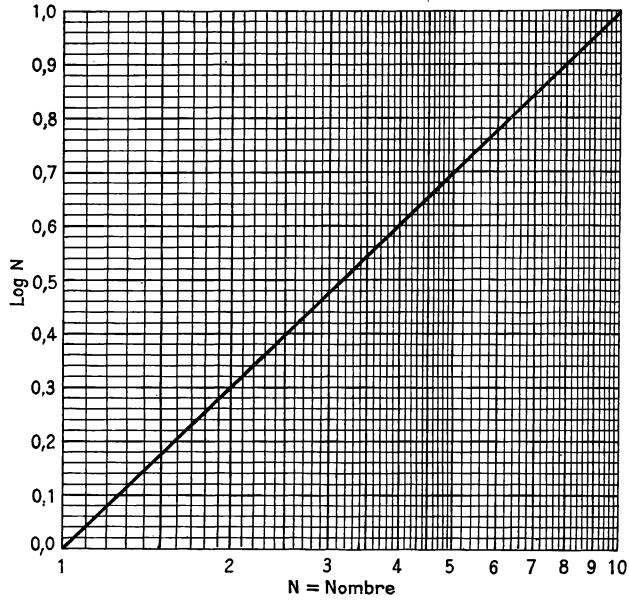


Fig. 1-10. — Courbe donnant les logarithmes des nombres.

Supposons maintenant que nous ayons à chiffrer la valeur de 24^5. On pourrait effectuer les quatre multiplications successives : $24 \times 24 \times 24 \times 24 \times 24$, mais l'emploi des logarithmes rend le calcul plus facile :

$$\begin{aligned} \log 24 &= 1{,}380\,2 \\ \text{multiplié par} \quad & \quad 5 \\ \hline \log (24^5) &= 6{,}901\,0 \\ \text{antilog } 6{,}901\,0 &= 7\,962\,000 \end{aligned}$$

Calculons l'expression $2^{0,5} = 2^{1/2} = \sqrt{2}$:

$$\begin{aligned} \log 2 &= 0{,}301\,0 \\ \text{multiplié par} \quad & \quad 0{,}5 \\ \hline \log 2^{0,5} &= 0{,}150\,5 \\ \text{antilog } 0{,}150\,5 &= 1{,}414 \end{aligned}$$

C'est donc, en réalité, un procédé permettant d'extraire la racine carrée, puisqu'on peut écrire :

$$2^{0,5} \times 2^{0,5} = 2^{0,5\,+\,0,5} = 2^1 = 2.$$

On peut tracer une courbe des logarithmes, pouvant remplacer les tables, et servir dans certaines applications numériques. Au lieu d'utiliser le papier quadrillé ordinaire, il est commode de tracer cette courbe sur un papier dont le quadrillage est proportionnel aux logarithmes des nombres, comme l'indique la figure 1-10.

Exercice 1-32.

Comparer les valeurs des logarithmes trouvées sur le graphique de la figure 1-10 avec celles de la table.

Les fonctions logarithmiques sont très utiles dans les calculs numériques, mais elles ont d'autres applications. La sensibilité de l'oreille humaine répond à une loi logarithmique. Chacun sait qu'il est plus difficile de se faire entendre dans un endroit bruyant qu'en un lieu tranquille. Il en est ainsi parce que l'augmentation du son nécessaire pour donner l'impression d'un changement de volume sonore, est régie non seulement par cette augmentation elle-même, mais aussi par le volume sonore déjà existant. Les ingénieurs radio-électriciens ont adopté une unité d'intensité sonore, qui tient compte de ce comportement de l'oreille.

Cette unité porte le nom de *décibel* (en abrégé dB); elle est définie par l'équation :

$$\mathrm{dB} = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

où dB désigne le nombre de décibels, P_1 le niveau supérieur et P_2 le niveau inférieur de l'énergie (ou du son) à comparer. Si l'un des sons est deux fois plus fort que l'autre, on a $P_1/P_2 = 2$. Comme $\log 2 = 0{,}301\,0$, le nombre de décibels est $10 \times 0{,}301\,0 = 3$.

Le graphique de la figure 1-11 donne la relation entre le rapport des puissances et le nombre des décibels. Quand la puissance de sortie d'un système est supérieure à sa puissance d'entrée, on dit que le système présente un gain; dans le cas contraire, il présente une atténuation (qui s'exprime par des décibels négatifs). En fixant la valeur du niveau nul, on peut exprimer en décibels les niveaux de sortie des amplificateurs. Cette façon de procéder est souvent employée.

Exercice 1-33.

1. Relever sur le graphique de la figure 1-11 le nombre de décibels correspondant aux rapports de puissances suivants : 2, 4, 10, 100, 1000, 3, 50, 600.

2. Trouver les rapports de puissances correspondant aux gains (ou atténuations), en décibels, ci-après : 2, 6, 35, 20, 10.

Comme nous l'avons montré, il est commode d'utiliser, dans certains cas, des graphiques tracés sur du papier millimétré. Dans d'autres cas, on a intérêt à employer une règle dont les graduations sont proportionnelles aux logarithmes des nombres (fig. 1-12). On voit sur cette figure que le repère 2 est situé à environ 0,3 de la longueur de l'échelle (à partir de l'extrémité de gauche); le repère 4 est situé à 0,6 de la longueur de l'échelle. Les autres repères obéissent à la distribution suivante : on considère que le repère 1 correspond au nombre 100, les repères principaux 2 et 3 correspondent aux nombres 200, 300; les subdivisions entre 1 et 2 correspondent à 110, 120, 130... Entre ces subdivisions, il existe encore des graduations intermédiaires qui représentent les nombres 101, 102... jusqu'à 199. Entre les repères 2 et 4, les subdivisions marquées avec les traits plus longs représentent les nombres 210, 220, 230; elles sont à leur tour subdivisées (nombres 202, 204, 206, etc.). Les plus petites divisions représentent ici des nombres deux fois plus grands que dans le secteur compris entre les repères 1 et 2. Dans le secteur délimité par le repère 4 et l'extrémité droite de l'échelle,

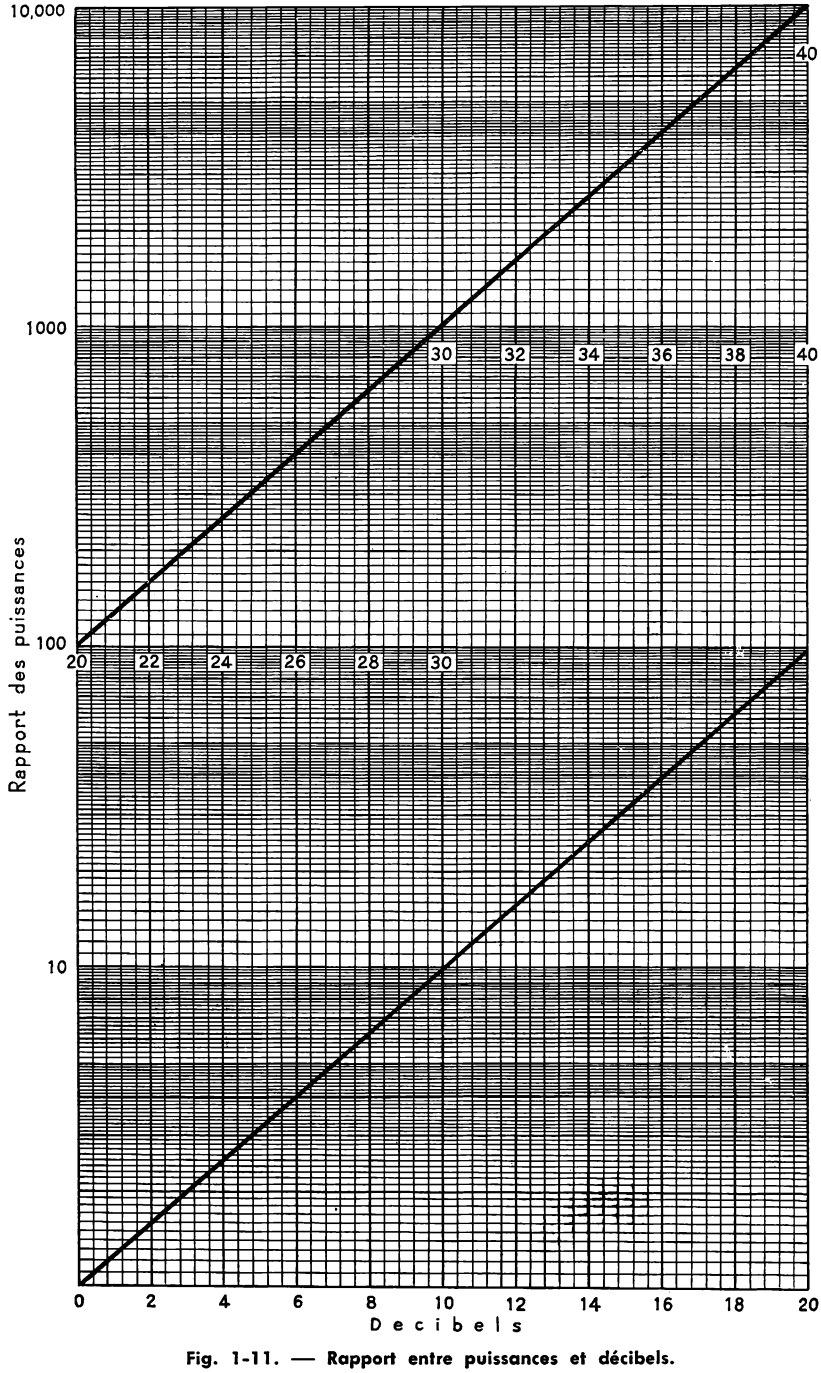


Fig. 1-11. — Rapport entre puissances et décibels.

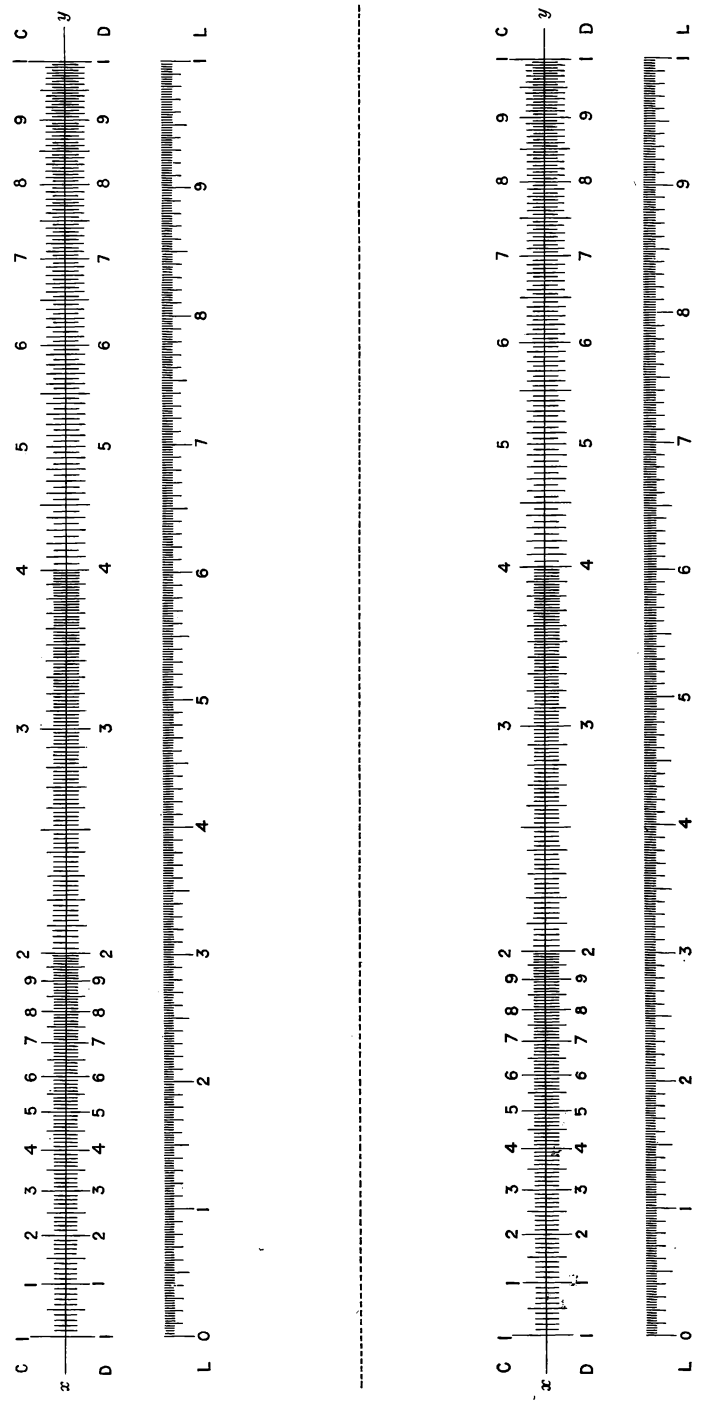


Fig. 1-12. — Graduations typiques de règles à calcul. Les deux côtés de la règle à calcul sont représentés.

les divisions longues marquent les nombres 410, 420 et 430 et les divisions courtes, les nombres 405, 415, 425. Les points suivants ont été repérés sur l'échelle de la figure 1-13 : A = 365; B = 327; C = 263; D = 1745; E = 1347; F = 305; G = 207; H = 1078; I = 435; J = 427.

Exercice 1-34.

Vérifier les points ci-dessus et situer les points suivants : 445, 463, 772, 255, 279, 1850, 1763, 1941, 1005.

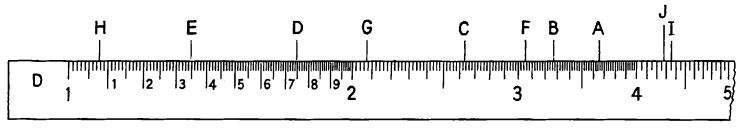


Fig. 1-13. — Echelle logarithmique avec points repérés.

Les repères d'extrémité peuvent être multipliés ou divisés par n'importe quelle puissance de 10; ainsi, le repère de gauche peut représenter les nombres, 1, 100, 10^6, 0,001, tous les autres points de l'échelle devant être multipliés, ou divisés, par la même puissance de 10. Cette propriété, jointe aux autres caractéristiques des logarithmes, permet d'utiliser une combinaison de deux échelles, analogues à celle qui vient d'être décrite, pour effectuer rapidement les différentes opérations (sauf les additions et les soustractions) du calcul numérique.

Supposons que l'échelle C de la figure 1-12 soit coupée suivant la ligne $x\,y$. L'échelle C peut alors glisser le long de l'échelle D. Si, par exemple, le repère 1 de l'échelle C (appelée C pour abréger) est placé en face du repère 2 sur D, le repère 2 sur C se trouvera en face du repère 4 sur D, le repère 3 en face du repère 6, etc. Mais 4 représente 2×2; on a donc effectué mécaniquement l'addition du log 2 sur C et du log 2 sur D. Cette addition mécanique des logarithmes constitue le principe de la *règle à calcul,* qui évite tant de calculs fastidieux.

Les divisions s'effectuent avec la même facilité. Pour diviser 9 par 3, il faut placer le repère 3 sur C en face du repère 9 sur D, on lit le résultat sur D, au-dessous du repère 1 (de gauche) sur C.

La même position donne les résultats de division de 6 par 2, de 7,5 par 2,5, de 36 par 12, et de nombreuses autres combinaisons. Cette propriété peut être utilisée pour résoudre les problèmes de proportions, tels que :

$$3 : 9 = x : 42,$$

la réponse étant fournie par le nombre 14, au-dessus de 42 (sur l'échelle D). Pour déterminer la place de la virgule dans le résultat, on peut utiliser les règles qui s'appliquent dans le calcul des logarithmes, mais on peut procéder plus rapidement. Ainsi en multipliant 195 par 24, un calcul mental rapide, effectué sur 200×20, montre que le résultat doit être voisin de 4000; c'est donc 4680.

Les fractions ordinaires sont facilement converties en fractions décimales, en divisant le numérateur par le dénominateur.

La relation qui existe entre les divisions de l'échelle D et les logarithmes des nombres peut être déterminée facilement en trouvant les logarithmes sur l'échelle linéaire L. Par exemple, en face du repère 2 sur D on trouve, sur L, le nombre 0,301, en face de 3 le nombre 0,477, etc.

Exercice 1-35.

Effectuer, avec la règle à calcul, les opérations suivantes :

1. Multiplier : 3 par 5; 3,05 par 5,17; 5,56 par 634; 743 par 0,056 7; 0,049 5 par 0,026 7.

2. Diviser : 87,5 par 37,7; 0,685 par 8,93; 1029 par 9,70; 0,003 77 par 5,29.

3. Résoudre la proportion $2 : 3 = x : 7{,}83$.

4. Convertir les fractions décimales :

$$\frac{4}{5}, \frac{11}{16}, \frac{3}{32}, \frac{17}{348}, \frac{193}{1095}$$

Comparer les valeurs des logarithmes trouvées sur l'échelle L avec celles tirées de la table 1-8.

Graphiques et courbes.

Les rapports qui existent entre deux quantités dont les variations sont liées sont souvent représentés sous la forme de graphiques ou courbes. Un graphique peut, dans certains cas, se réduire à la simple droite (fig. 1-1 de ce chapitre), qui exprime un rapport égal à l'unité entre des nombres et des portions de ligne. Mais souvent, on se sert de *coordonnées rectangulaires* dont les deux axes sont étiquetés x et y.

Une vitesse, par exemple, peut, sur un tel graphique, être exprimée en fonction du temps et de la distance. Si un mobile se déplace à une vitesse de 3 mètres par seconde, il franchit donc en une seconde une distance égale à 3 mètres; en deux secondes, 6 mètres, et ainsi de suite. Or, plutôt que d'exprimer au moyen de mots un tel rapport, il peut être beaucoup plus commode de le représenter par un graphique comme celui de la figure 1-14. Sur cette figure, la « courbe » est tracée en considérant la distance comme le produit temps $\times$ vitesse. Les unités de temps sont portées en *abcisse* (horizontalement) de manière que (comme sur la fig. 1-1) un temps corresponde à une longueur proportionnelle. De la même manière, la vitesse est inscrite en *ordonnée* (verticalement), la longueur représentant une unité de temps ou une unité de vitesse étant la même. La courbe O G, tracée obliquement, représente le rapport entre les intervalles de temps et de distance. Par exemple, au point a (2,5 secondes), le trait interrompu doit être suivi jusqu'à la ligne O G; cependant, un autre trait interrompu partant de cette intersection nous conduit à gauche jusqu'à l'axe des ordonnées qu'il coupe au point « 7,50 mètres », et nous indique de la sorte la distance franchie par le mobile en 2,5 secondes.

Notre « courbe » est ici une droite; un rapport qui est ainsi traduit par une droite se nomme pour cette raison rapport *linéaire*. Mais d'autres espèces de rapports seront identifiées par la forme particulière de la courbe qui les représente. Quelques-uns peuvent être très irréguliers, dépendant des données portées sur les axes, données fournies le plus souvent par l'observation de phénomènes ou d'expériences d'ordre physique.

Taux de variation.

Le concept de taux de variation (aussi nommé *dérivée*) est très important. Le taux de changement de distance par rapport au temps (comme une vitesse exprimée en kilomètres à l'heure), peut être tiré de la figure 1-14. Par

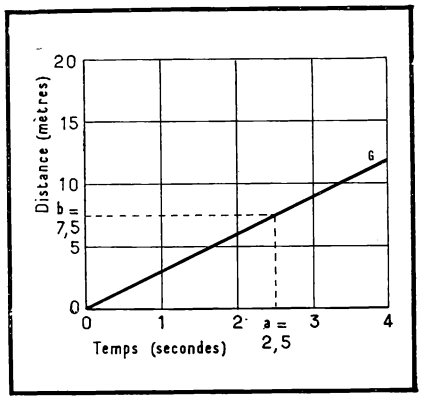


Fig. 1-14. — Distance et temps de parcours.

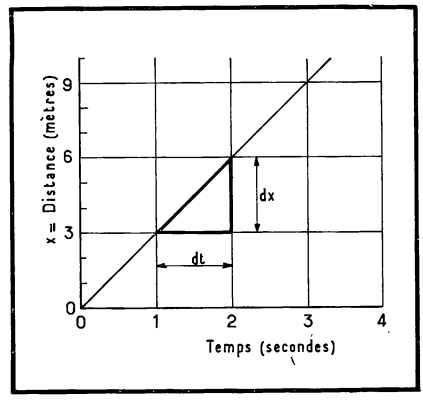


Fig. 1-15. — Taux de variation constant.

exemple, la distance dont se déplace un mobile (disons 12 mètres) en un temps donné (4 s, d'après l'exemple fig. 1-14) peut être écrite sous la forme d'un rapport : distance/temps = 12/4 = 3 mètres par seconde, — qui est la vitesse, ou encore le taux de changement de distance en fonction du temps. Si l'on prend un autre point — par exemple 18 mètres — la division par le temps correspondant nous donne :

$$\text{distance/temps} = 18/6 = 3 \text{ mètres par seconde.}$$

Nous vérifions ainsi que, dans ce cas particulier, le taux de variation est une constante, et peut être traduit par un graphique comme celui de la figure 1-15.

Les mêmes idées peuvent être exprimées au moyen de symboles de manière à recevoir des applications d'ordre plus général. Supposons que, dans notre exemple, la distance soit représentée par le symbole x et le temps par le symbole t; et maintenant, choisissons sur la figure 1-15 une distance particulière dx, prise de manière à être égale à 6 — 3 = 3 mètres. L'intervalle de temps correspondant, dt, la figure 1-15 nous le donne comme égal à 2 — 1 = 1 seconde. Le quotient dx/dt représente le taux de variation de la distance par rapport au temps; et dans notre exemple il est égal à :

$$\frac{dx \text{ (mètres)}}{dt \text{ (secondes)}} = \frac{3 \text{ mètres}}{1 \text{ seconde}} = 3 \text{ mètres par seconde}$$

(ce qu'on écrit en abrégé : 3 m/s).

Cet exemple montre un cas où dx/dt est une constante, puisque sa valeur est la même pour n'importe quel point de la courbe liant la distance au temps. Le rapport dx/dt exprime la *pente* de la courbe, qui, dans ce cas, est également une constante.

Mais le rapport de deux variables n'est pas forcément constant. La figure 1-16 nous montre une courbe où il varie; où, plus précisément, la distance quadruple quand le temps double, est multipliée par 9 quand le temps est triplé. Cela peut se représenter symboliquement en écrivant :

$$x = t^2 \qquad (1\text{-}1)$$

Ici, il n'est plus possible de lier les intervalles de distance aux intervalles de temps simplement en divisant la différence de distance par la différence de temps correspondante : la pente de la courbe varie constamment. Mais il est possible de chiffrer cette pente en n'importe quel point, par un procédé qu'on nomme *prendre la dérivée* d'une fonction :

En haut et à droite de la figure 1-16, on voit une petite portion de la courbe tracée à plus grande échelle; et l'on constate que si l'on considère un arc très court, sa courbure a une longueur très peu différente de celle de la corde, qui est la droite A B. La distance dx est maintenant un petit changement, ou *incrément,* dans le sens de l'accroissement de x, et dt est un petit changement, correspondant au précédent, dans le sens de l'accroissement de t, les deux étant mesurés à partir du point A. Le point A est déterminé par les valeurs de x et de t sur la courbe, et le point B par les valeurs $x + dx$ et $t + dt$. Avec ces nouvelles valeurs, l'équation 1-1 nous donne :

$$x + dx = (t + dt)^2 = (t + dt)\ (t + dt) = t^2 + 2\ t\ dt + (dt)^2. \quad (1\text{-}2)$$

Du fait que dt est une très petite fraction de t, la quantité $(dt)^2$ est une fraction encore plus petite, et comme dt peut être rendu aussi petit que l'on veut, le terme $(dt)^2$ peut être omis sans causer une erreur appréciable. Cela nous donne :

$$x + dx = t^2 + 2\ t.dt.$$

Pour isoler dx à gauche de l'équation, nous pouvons maintenant retrancher x au membre gauche, et au droit son équivalent t^2. Nous obtenons ainsi :

$$dx = 2\ t\ .\ dt$$

Cette opération équivaut à prendre la distance dx et le temps dt dans la figure 1-16, d'où on tire que la pente est dx/dt, ou, dans ce cas, à diviser les deux membres par dt :

$$dx/dt = 2\ t$$

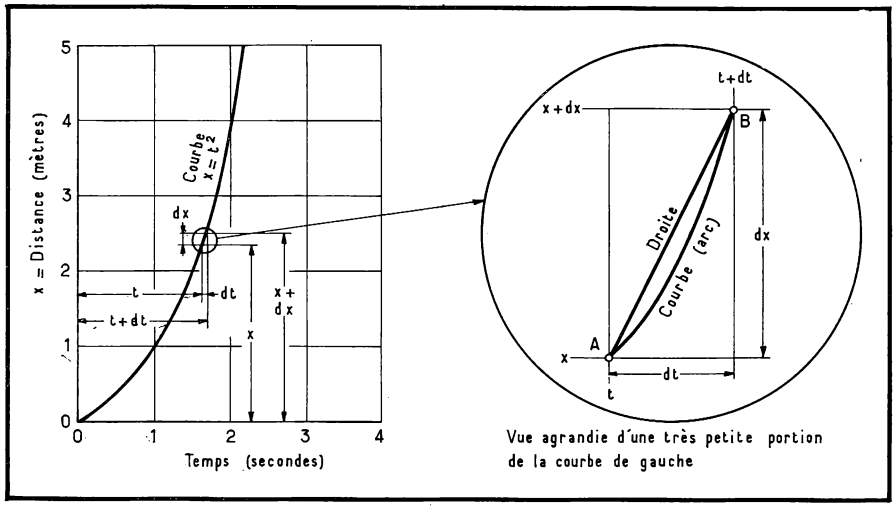


Fig. 1-16. — Courbe définissant la dérivée.

Il convient de noter que dx et dt peuvent prendre des valeurs aussi petites qu'on veut, jusqu'à ce qu'à la limite, les deux approchent de zéro. Néanmoins, le quotient (rapport) dx/dt conserve toujours une signification et une valeur, et cette valeur est précisément la dérivée ou pente de la courbe à un point quelconque.

Dans cet exemple, les variables sont une distance (x) et le temps (t), mais les mêmes principes s'appliquent à des variables quelconques. Le temps

est probablement la *variable indépendante* la plus commune en radio et en électronique. Ces notions (fonctions, variation, taux de changement) s'étendent à un champ très vaste — pratiquement à toutes les quantités variables qui peuvent se rencontrer non seulement en électronique, mais dans toutes les sciences physiques, mécaniques, etc.

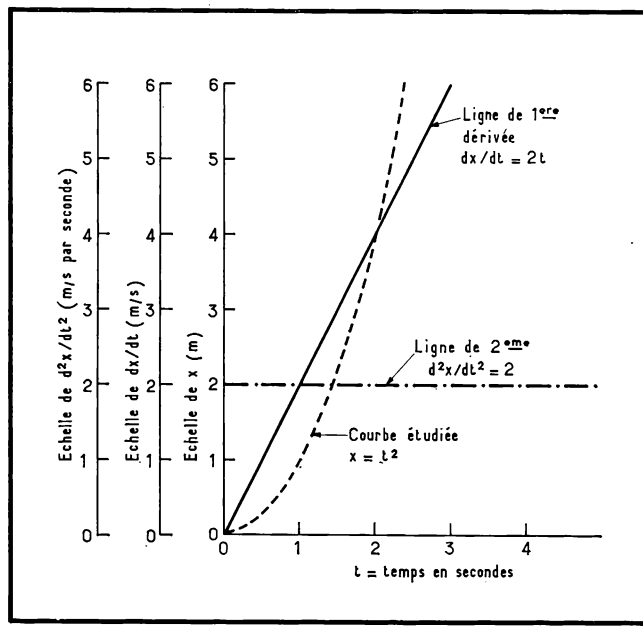


Fig.1-17. — Première et seconde dérivées d'une courbe particulière.

La figure 1-17 montre une courbe de $dx/dt = 2\ t$ qui est la dérivée (pente) de la courbe $x = t^2$ (tracée ici en trait interrompu). Il est possible de répéter cette opération, c'est-à-dire de prendre une seconde dérivée de la fonction. Celle-ci, écrite sous la forme d^2x/dt^2, est dite « seconde dérivée de x par rapport à t ». C'est la pente de la courbe de pente; et comme dans ce cas particulier la pente est constante, le graphique de la pente donne simplement une valeur constante, qui est 2 (mètres/seconde par seconde).

La dérivée d'une constante est zéro, car, par définition, ce qui est constant n'a pas de taux de variation. Nous pouvons prendre des dérivées de n'importe quelle fonction jusqu'à cette limite où le taux de variation devient une constante. Au-delà, c'est impossible, car toutes les dérivées ont zéro pour valeur.

Intégrales.

La différentiation (processus consistant à trouver un taux de variation) peut être prise à rebours; autrement dit, on peut souvent (mais non toujours) résoudre le problème consistant à dire : *étant donné un taux de variation, quelle est la fonction à laquelle il correspond?* La fonction qui constitue la réponse à cette question se nomme une *intégrale,* et le processus dont elle est l'aboutissement se nomme *intégration.*

Supposons que la fonction $dx/dt = t^2$ soit donnée comme la dérivée (taux de variation) d'une fonction inconnue. Quelle est cette dernière fonction? De ce que nous savons des dérivées, nous pouvons tirer la supposition que c'est t^3. Cependant, si nous prenons la dérivée de cette fonction, nous obtenons $3\ t^2$. Ce n'est pas ce que nous supposions, mais la valeur ne diffère que par le facteur 3. Si nous essayons de nouveau en supposant que $t^3/3$ est l'intégrale, et que nous prenons l'intégrale de $t^3/3$, nous obtenons $3\ t^2/3$, c'est-à-dire t^2, ou précisément la fonction $dx/dt = t^2$ dont nous sommes partis. De cette expérience, nous concluons que l'intégrale de la fonction $dx/dt = t^2$ est, en fait, $t^3/3$.

Pourtant, si nous partons de la fonction $x = t^3/3 + 5$ et que nous prenions sa dérivée, le résultat est une fois de plus t^2, parce que la dérivée d'une constante est zéro. Cela nous montre que la réponse à la question : *étant donné un taux de variation (dérivée), quelle est la fonction à laquelle il correspond?* comporte toujours une incertitude, en ce sens qu'il est impossible de savoir s'il existe ou non une constante additionnelle. Celle-ci doit être déterminée par d'autres données du problème d'origine.

Il existe pour ce genre d'opérations des symboles universellement adoptés. Dans l'exemple précédent, le problème se pose comme suit :

$$x = \int t^2\ dt$$

et la réponse est $x = t^3/3$.

Le signe $\int$ se lit « intégrale de... » et a pour effet d'annuler l'opération qui consiste à prendre une dérivée.

La branche des mathématiques qui s'occupe principalement de calculer les intégrales et d'en tirer les applications se nomme le *calcul intégral.*

L'exponentielle e^t.

Nous avons déjà dit que 10 est la base de la numération décimale et celle d'un système de logarithmes ($\log_{10}$), et que 2 est la base de la numération binaire. Le symbole e, ou parfois ε, sert à représenter un nombre très particulier qui sert de base à un autre système de logarithmes (ln), et la fonction e^t a des propriétés importantes utiles en électronique. Ce nombre est $e = 2{,}718\ 28$.

Une manière de définir e^t fait intervenir la somme d'une série comprenant un nombre infini de termes formés d'une manière particulière. Cette série est :

$$e^t = \underset{a}{1} + \underset{b}{t} + \underset{c}{\frac{t^2}{2!}} + \underset{d}{\frac{t^3}{3!}} + \underset{e}{\frac{t^4}{4!}} + \underset{f}{\ldots} + \underset{g}{\frac{t^n}{n!}}$$

dans laquelle :

(a) ^{t} représente un nombre quelconque;

(b) est le terme constant de la série;

(c) $2! = 1 \times 2 = 2$ et se nomme « factorielle 2 »;

(d) $3! = 1 \times 2 \times 3 = 6$ et se nomme « factorielle 3 »;

(e) $4! = 1 \times 2 \times 3 \times 4 = 24$ et se nomme « factorielle 4 »;

(f) « ... » signifie que l'on peut écrire à cette place autant de termes de forme similaire qu'on le désire;

(g) le dernier terme est le « terme général » destiné à montrer comment est formé un terme quelconque qui suit le terme constant.

Cette série peut servir par exemple à calculer e^t avec n'importe quel degré de précision. Supposons que nous cherchions la valeur du nombre e^t pour $t = 1$. En remplaçant t par cette valeur (1) partout dans la série, nous obtenons le résultat suivant (l'opération est disposée en colonnes pour des raisons de commodité) :

Termes de la série	Remplacement de t par 1	Colonne d'addition
1	1	1,000 00
t	1	1,000 00
t/2 !	1/2	0,500 00
t/3 !	1/6	0,166 67
t/4 !	1/24	0,041 67
t/5 !	1/120	0,008 33
t/6 !	1/720	0,001 39
t/7 !	1/504 0	0,000 19
t/8 !	1/403 20	0,000 02
		2,718 27

Ce nombre $e = 2{,}718\,27$ est la base des logarithmes « naturels » ou népériens. Le calcul que nous venons d'accomplir n'est entaché d'erreur qu'à la cinquième décimale. Cette erreur peut être réduite par l'emploi de plus de décimales dans chacun des termes, et par l'emploi de plus de termes.

Par la suite, nous aurons besoin de connaître la dérivée de e^t. En écrivant de nouveau la série :

$$e^t = 1 + t + \frac{t^2}{2!} + \frac{t^3}{3!} + \frac{t^4}{4!} + \ldots$$

il est possible de prendre la dérivée de chaque terme et de se servir du résultat pour former une nouvelle série. Ce qui nous donne :

$$\underset{\text{a}}{\frac{\mathrm{d}\,(e^t)}{\mathrm{d}t}} = \underset{\text{b}}{0} + \underset{\text{c}}{1} + \underset{\text{d}}{\frac{2\,t}{2!}} + \underset{\text{e}}{\frac{3\,t^2}{3!}} + \underset{\text{f}}{\frac{4\,t^3}{4!}} + \ldots$$

où :

(a) $\mathrm{d}\,(e)^t/\mathrm{d}t$ se lit « dérivée de e^t par rapport à t »;

(b) la dérivée d'une constante (ici 1) est zéro;

(c) la dérivée de t par rapport à t est 1;

(d) la dérivée de t^2 est 2 t et ce 2 annule le 2 du dénominateur, ce qui donne à ce terme la valeur t;

(e) la dérivée de t^3 est 3 t et ce 3 annule le 3 du dénominateur, qui est $3! = 1 \times 2 \times 3$ et donne à ce terme la valeur $t^2/2$;

(f) La dérivée de t^4 est 4 t^3, le 4 annule le facteur 4 du dénominateur, qui est $4! = 1 \times 2 \times 3 \times 4$ et donne à ce terme la valeur $t^3/3$.

En réunissant ces termes et en écrivant de nouveau la série, nous obtenons :

$$\frac{\mathrm{d}\,(e^t)}{\mathrm{d}t} = 1 + t + \frac{t^2}{2!} + \frac{t^3}{3!} + \ldots,$$

qui est précisément la série pour e^t lui-même. Ce fait — savoir que la dérivée d'une fonction soit égale à cette fonction elle-même — est l'une des propriétés particulières de e^t.

Sinus, cosinus et leurs dérivées.

Quand un angle est exprimé en radians, il est possible de définir son cosinus par une série comprenant un nombre de termes illimité, et en employant autant de ces termes qu'on le veut pour calculer la valeur du cosinus. Cette série est :

$$\cos \theta = 1 - \frac{\theta^2}{2!} + \frac{\theta^4}{4!} + \frac{\theta^6}{6!} + \ldots$$

Par exemple, supposons que $\theta = 1$ radian, c'est-à-dire environ 57,3°. En plaçant cette valeur (1) dans la série et en disposant en colonnes pour la commodité du calcul, nous obtenons :

Termes de la série	θ remplacé par 1	Additions (+)	Additions (—)
1	1	1,000 00	
$\theta^2/2!$	1/2		0,500 00
$\theta^4/4!$	1/24	0,041 67	
$\theta^6/6!$	1/720		0,001 39
$\theta^8/8!$	1/403 20	0,000 02	
Il ne vient plus de termes avec les cinq décimales utilisées		1,041 69	0,501 39
		0,501 39	
Différence entre les totaux des colonnes		0,540 30	

En consultant une table, nous trouvons pour cos 1 radian la valeur de 0,540 30 à cinq décimales; c'est bien ce que nous a donné notre calcul.

La série qui donne les sinus pour θ exprimé en radians est :

$$\sin \theta = \theta - \frac{\theta^3}{3!} + \frac{\theta^5}{5!} - \frac{\theta^7}{7!} + \ldots .$$

Il est possible de prendre la dérivée de chaque terme et d'assembler les résultats pour former une nouvelle série donnant la dérivée de sin θ. C'est :

$$\underset{a}{\frac{d(\sin \theta)}{d\theta}} = \underset{b}{1} - \underset{c}{\frac{3\theta^2}{3!}} + \underset{d}{\frac{5\theta^4}{5!}} - \underset{e}{\frac{7\theta^6}{7!}} + \ldots ,$$

où

(a) d (sin θ)/dθ peut se lire : « dérivée de sin θ par rapport à θ »;

(b) la dérivée d'une constante (1) est zéro;

(c) la dérivée de θ^3 est $3\theta^2$, le 3 annule un 3 dans le dénominateur, qui est $3! = 1 \times 2 \times 3$, donnant à ce terme la valeur $\theta^2/2!$;

(d) la dérivée de θ^5 est $5\theta^4$, ce 5 annule le 5 du dénominateur qui est $5! = 1 \times 2 \times 3 \times 4 \times 5$, donnant à ce terme la valeur $\theta^4/4!$;

(e) la dérivée de θ^7 est $7\theta^6$, ce 7 annule le 7 du dénominateur qui est $7! = 1 \times 2 \times 3 \times 4 \times 5 \times 6 \times 7$, donnant à ce terme la valeur $\theta^6/6$.

On peut voir que, quand ces termes sont réunis, le résultat de l'opération n'est autre que la série donnant le cosinus :

$$\frac{d(\sin\theta)}{d\theta} = \cos\theta = 1 - \frac{\theta^2}{2!} + \frac{\theta^4}{4!} - \frac{\theta^6}{6!} + \ldots = \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right).$$

Si on applique la même méthode à la série du cosinus, on a :

$$\frac{d(\cos\theta)}{d\theta} = -\sin\theta = \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right).$$

Le fait que la dérivée (ou taux de variation) d'une fonction sinus soit une fonction cosinus, et vice versa (au changement de signe près), est d'une très grande importance en électricité. On verra par la suite que le courant qui traverse un condensateur est proportionnel au taux de variation de la tension qui lui est appliquée. Par suite, si une tension alternative variant proportionnellement au sinus du temps écoulé est appliquée à un condensateur, le courant qui le traverse varie proportionnellement au cosinus de ce temps.

Réponses des exercices.

1-1. — (1) 28; (2) 32; (3) 26; (4) 32; (5) 90; (6) 0; (7) 5; (8) 7; (9) cette opération n'est pas possible; (10) 2; (11) 5; (12) 5; (13) 0; (14) 49; (15) 32.

1-2. — (1) $1\ {}^{3}/_{56}$; (2) $1\ {}^{1}/_{2}$; (3) ${}^{47}/_{60}$; (4) ${}^{3}/_{56}$; (5) ${}^{1}/_{8}$; (6) ${}^{167}/_{258}$; (7) ${}^{4}/_{9}$; (8) ${}^{323}/_{3136}$; (9) ${}^{2}/_{35}$; (10) $1\ {}^{1}/_{9}$; (11) ${}^{15}/_{32}$; (12) ${}^{590}/_{693}$.

1-3. — (1) 0,75; 0,625; 0,562 5· 0,265 625; 0,9; 0,666...; 0,764; (2) 9,806; (3) 0,746; (4) 23,731 526; (5) 0,826.

1-4. — (1) 2; (2) 3; (3) 5; (4) 7; (5) 3; (6) 1; (7) 4; (8) 7; (9) 7; (10) 6.

1-5. — (1) $6{,}05 \times 10^{23}$; (2) $6{,}94 \times 10^{11}$; (3) $9{,}59 \times 10^{12}$ km; (4) $1{,}48 \times 10^{8}$ km; (5) 5×10^{-7} cm; (6) 3×10^{-23}.

1-6. — (1) 1 376 000 km; (2) 6 600 000 000 000 000 000 000; (3) 0,000 076 cm; (4) 0,064; (5) 1 200 000 000; (6) 0,000 006 28.

1-7. — (1) $6{,}7 \times 10^{7}$; (2) 5×10^{2}; (3) 0,001 74.

1-8. — (1) 24 *m*; (2) 10 *v*; (3) 100 *q*; (4) *b*; (5) ${}^{1}/_{2}$ *e*; (6) 2,3 *x*; (7) 17,27 *k*; (8) 22 *h*.

1-9. — (1) $10\,a + 13\,b$; (2) $7{,}8\,c + 19{,}1\,d + 6{,}2\,e$; (3) $36\,f$; (4) $16\,x$; (5) $92\,y$; (6) $15\,z$; (7) $5\,a$; (8) $0{,}92\,r$; (9) 3; (10) ${}^{3}/_{2}\,a + 2\,x + y$.

1-10. — (1) $8\,a^2 - 5\,a\,b$; (2) $-x^2 - 10\,x + 12$; (3) $-2\,r^2 + 2\,r\,s - 3\,s^2$; (4) $3\,a^2 + 4\,a - 10$.

1-11. — (1) $6\ x^7$; (2) $-\ h^7$; (3) $-\ 125\ d^3$; (4) $30\ E^6$; (5) $-\ 8\ t^3$; (6) $-\ 15\ x^2\ y^2$; (7) $9\ a^6\ t^2$; (8) $-\ 9\ a^6\ t^2$; (9) $-\ 6\ e^9$; (10) $-\ 24\ n^2\ d^3$; (11) $-\ x^6\ y^{15}$; (12) $4\ d^2\ c^{10}$.

1-12. — (1) $8\ b + 5$; (2) $-\ 32$; (3) $-\ 15\ d + 24$; (4) $8\ a^2 + 4\ a\ b + 3\ a\ c$; (5) $-\ r + 2\ s$; (6) $-\ 11\ d + 7$; (7) $8\ n^2 - 13\ n - 2$; (8) $-\ 23\ n - 52$; (9) $16\ a^2$; (10) $9\ s^2 + s$; (11) $5\ x - 45$; (12) $8\ y^2 + 6\ y$; (13) $14\ r - 17$; (14) $-\ 3\ x^2 + 10\ x - 20$; (15) $16\ x - 90\ y - y^2 - 54$.

1-13. — (1) $7\ x\ (y - 2\ z)$; (2) $5\ a\ b\ (a - 5\ b)$; (3) $2\ \pi\ r\ (r + h)$; (4) $4\ x\ (2\ y^2 - 4\ y + 3)$; (5) $a\ b\ (a\ b - 3\ b + 4\ a^2 - 12)$; (6) $6\ m\ (4\ m\ n - n^2 + 6\ m\ n^2 - 7\ m^2)$.

1-14. — (1) $n^2 + 5\ n + 6$; (2) $a^2 - 3\ a - 10$; (3) $p^2 - 9\ p + 20$; (4) $a^2 + 3\ a\ b + 2\ b^2$; (5) $x^4 - 16\ x^2 + 48$; (6) $t^2\ h^2 - 5\ t\ h - 84$; (7) $9\ x^2 - 6\ x - 3$; (8) $x^4 - 6\ x^2\ y^2 - 55\ y^4$.

1-15. — (1) $(n + 3)\ (n + 2)$; (2) $(x - 5)\ (x - 1)$; (3) $(a - 4)\ (a - 5)$; (4) $(2\ n - 1)\ (3\ n + 2)$; (5) $(x + 2\ y)\ (x + y)$; (6) $(3\ a + 2)\ (5\ a + 4)$; (7) $(2 + 5\ x)\ (1 + x)$; (8) $(a^2 - 11\ b^2)\ (a^2 + 5\ b^2)$.

1-16. — (1) $x^2 + 6\ x + 9$; (2) $x^2 - 10\ x + 25$; (3) $x^2 + 12\ x\ y + 36\ y^2$; (4) $a^2 - 2\ a\ c + c^2$; (5) $4\ x^2 - 12\ x + 9$; (6) $9\ a^2 + 30\ a + 25$; (7) $a^2 - 6\ a\ b + 9\ b^2$; (8) $9\ k^4 - 6\ k^2 + 1$; (9) $25\ r^4 + 10\ r^2\ s^2 + s^2$; (10) $a^6 + 24\ a^3 + 144$; (11) $h^2 - {}^1/_2\ h + {}^1/_{16}$; (12) ${}^4/_9\ a^2 + {}^2/_3\ a\ b + {}^1/_4\ b^2$.

1-17. — (1) $(x - 6)^2$; (2) $(4\ x - 5\ y)^2$; (3) $(5\ a^2 + 12\ b^2)^2$.

1-18. — (1) $x^2 - y^2$; (2) $100 - a^2$; (3) $16\ a^2 - 9\ b^2$; (4) $(6\ r + s)\ (6\ r - s)$; (5) $(-\ 9\ v + 5\ u)\ (9\ v + 5\ u)$; (6) $3\ c\ (2\ c - 1)\ (2\ c + 1)$; (7) $(60 + 3)\ (60 - 3) = 3600 - 9 = 3591$; (8) $(60 + 15)\ (60 - 15) = 3375$.

1-19. — (1) 100; (2) 0,41; (3) 50; (4) 322.

1-20. — (1) 377; (2) 51,9; (3) 159; (4) 6,03; (5) 0.

1-21. — (1) 118; (2) $(RR_2)/(R_2 - R)$.

1-22. — (1) $x = -\ 3, + 1$; (2) $x = + 3, + 5$; (3) $x = + 11, -\ 2$; (4) $x = 4, {}^1/_2$; (5) $x = {}^1/_2, {}^1/_3$; (6) $x = 2, {}^1/_5$; (7) $y = -\ {}^3/_4, -\ {}^4/_3$; (8) $x = + 19, + 1$; (9) $x = -\ 8, + 6$; (10) $x = -\ 3\ a, + a$.

1-23. — (1) 12,7 cm; (2) 0,6, 0,8, 0,75; (3) $\sin 30° = \cos 60°$, $\sin 60° = \cos 30°$; (4) oui.

1-24. — (1) 0,707 1; (2) 0,707,1; (3) 1,000 0; (4) 1,000 0; (5) 0,963 6; (6) 3,732 1; (7) 0,024 5; (8) 0,982 4; (9) 66°; (10) 11,5°; (11) 21,5°; (12) 88,25°.

1-25. — (1) 37°; (2) R = 7,07, X = 7,07.

1-27. — Oui.

1-28. — (1) 0,785, 1,047, 1,571, 3,142, 2,094, 2,356, 0,398, 3,491, 52,36; (2) 60°, 135°; 2,5°, 210°, 1200°, 176,4°.

1-29. — (2) 2,313 9, 4,877 4, 3,920 6, 1,967 5, $\overline{4}$,415 0.

1-30. — (2) (a) 846; (b) 0,898; (c) 3500; (d) 4,16; (e) $4{,}14 \times 10^{-4}$.

1-31. — (1) 21; (2) 422; (3) 3530; (4) $1{,}32 \times 10^{-3}$; (5) 2,32; (6) 0,070 2; (7) 1,155; (8) 26,4.

1-33. — (1) 3; 6; 10; 20; 30; 4,7; 16,9; 27,8; (2) 1,6; 4; 3200; 100; 10.

1-35. — (1) 15; 15,8; 3520; 42,1; $1{,}32 \times 10^{-3}$; (2) 2,32; $7{,}68 \times 10^{-2}$; 106; $7{,}13 \times 10^{-4}$; (3) 5,22; (4) 0,8; 0,688; 0,094; $4{,}88 \times 10^{-2}$; 0,176.

CHAPITRE II

CIRCUITS A COURANT CONTINU

Introduction.

La science qui traite des télécommunications et de la télécommande, au moyen des vibrations électro-magnétiques se propageant à travers l'espace, porte le nom de *radio-électricité.* C'est une branche de l'électronique, ensemble plus vaste qui, au moyen de techniques analogues, s'occupe en outre de la commande des machines, des moteurs, des calculatrices, etc. Le rôle des techniciens et des opérateurs de la radio consiste à créer des vibrations de fréquence appropriée et de puissance suffisante pour qu'elles puissent être détectées par des circuits électriques accordés sur ces vibrations particulières. L'entretien et la manipulation correcte des appareils radio-électriques actuels, de plus en plus complexes, exigent une connaissance complète des circuits électriques, des tubes à vide, et de tout l'appareillage électrique. A la base de tout travail efficace en radio se trouve la compréhension de la nature des phénomènes électriques, et, en particulier, la façon dont les circuits se comportent sous l'influence des impulsions électriques.

Il y a une centaine d'années, on pensait que l'électricité était un genre particulier de fluide, qui coulait dans les fils comme l'eau ou l'huile coulent dans les tuyaux. Cette idée a permis aux savants d'expliquer un grand nombre de leurs expériences avec l'électricité. Au fur et à mesure que de nouvelles expériences étaient tentées, il s'avérait que la théorie du fluide ne permettait pas d'expliquer tous les résultats obtenus; les nouvelles théories, qui les expliquaient mieux que l'ancienne, devenaient plus compliquées.

Actuellement, un si grand nombre d'expériences a été tenté, et les théories qui permettent de les expliquer sont devenues tellement complexes, qu'une étude très étendue, comportant les mathématiques supérieures, est nécessaire pour les comprendre. Fort heureusement, l'électricien moyen n'a besoin de connaître que le résumé élémentaire de ces théories pour pouvoir travailler efficacement.

L'ancienne image représentant le courant électrique comme un fluide qui coule à cause d'une pression électrique qu'il subit, et à laquelle s'oppose la résistance du fil, est encore très utile dans la solution de nombreux problèmes de l'électricien et du radio-électricien. Cependant, on sait maintenant

que le courant électrique n'est pas un véritable fluide, mais qu'il consiste en une migration, le long du fil, de millions de petites particules chargées négativement. Ces particules chargées négativement se nomment *électrons,* et sont de dimensions si faibles qu'elles passent dans les espaces compris entre les atomes d'un conducteur.

Dans la plupart des métaux, quelques électrons, situés dans la partie extérieure de l'atome, sont très faiblement attirés par le noyau de celui-ci. Il en résulte qu'un grand nombre de ces électrons peuvent circuler librement dans l'espace interatomique. Les corps de ce type s'appellent *conducteurs.* Si ces électrons sont mis en mouvement en connectant le conducteur à une batterie d'accumulateurs, ils seront accélérés par la force d'attraction, mais la vitesse atteinte par chaque électron sera relativement faible à cause des chocs et des déviations de trajectoire que vont lui faire subir les atomes rencontrés sur son chemin.

L'énergie que l'électron aura absorbée en raison de son accélération est rendue à l'atome et apparaît sous forme de chaleur. Certaines substances possèdent une structure moléculaire caractérisée par une liaison très forte entre ces électrons et le noyau des atomes, et il s'ensuit qu'une pression électrique considérable est nécessaire pour les en arracher. Les substances de ce type sont appelées *isolants* et sont utilisées dans les circuits électriques pour interdire aux électrons des trajectoires autres que celles désirées. Bien qu'il soit intéressant de savoir quel est le rôle des électrons dans la naissance d'un courant électrique, une connaissance complète de cette question n'est pas nécessaire pour l'étude pratique des circuits électriques. Occasionnellement, on pourra se référer aux notions qui viennent d'être exposées pour une compréhension plus claire de l'aspect physique des phénomènes. De toute façon, l'ancienne théorie du fluide sera à la base de la plupart des développements.

Il existe enfin une catégorie de corps intermédiaires entre conducteurs et isolants, nommés pour cette raison *semi-conducteurs,* et que nous étudierons dans le chapitre IV.

Grandeurs électriques.

Avant de discuter des phénomènes électriques eux-mêmes, il est indispensable de définir un certain nombre de grandeurs électriques, ainsi que les unités qui serviront à les mesurer. Quatre de ces grandeurs, et les unités correspondantes, sont données ci-dessous. D'autres définitions suivront quand le besoin s'en fera sentir.

Le coulomb.

L'unité de charge électrique (ou quantité d'électrons excédentaires) est nommée coulomb (symbole : C). C'est la charge qui serait obtenue en rassemblant environ 6 300 000 000 000 000 000 ($6{,}3 \times 10^{18}$) électrons libres dans un corps conducteur unique.

C'est une unité considérable, et qui est rarement employée dans les calculs élémentaires. Elle est importante, toutefois, comme base d'autres unités.

L'ampère.

L'unité de courant électrique est l'ampère (symbole : A). Si une charge de 1 coulomb s'écoule à travers un fil en une seconde, on dit que ce fil est parcouru par un courant de 1 ampère. En d'autres termes, l'ampère est un nom spécial donné au *coulomb par seconde.* Il est défini, par un accord

international, comme étant un courant continu d'intensité telle que le dépôt d'argent qu'il produit est de 0,001 118 g par seconde. Cette définition donne le moyen d'obtenir un étalon de mesure accessible, alors qu'il serait très difficile de compter le nombre d'électrons. Le sens conventionnel du courant est opposé à celui de la circulation électronique, ce qui équivaut à dire que l'électron est une charge négative.

L'ohm.

L'unité de résistance opposée à un courant électrique se nomme l'ohm (symbole : Ω) et est désignée par un accord international comme étant la résistance opposée au courant par une colonne de mercure de section uniforme, de longueur de 106,3 cm, dont la masse est de 14,45 g, et la température de 0° C. La surface de la section ainsi définie est de 1 mm^2.

Le volt.

L'unité de « pression » (le terme officiel est *tension*) électrique est le volt (symbole : V). C'est la tension qui fait circuler 1 A à travers une résistance de 1 Ω.

Il est souvent difficile de mettre en évidence l'ordre de grandeur de ces unités à partir des définitions officielles, de sorte que le complément d'information qui suit pourra être utile au débutant.

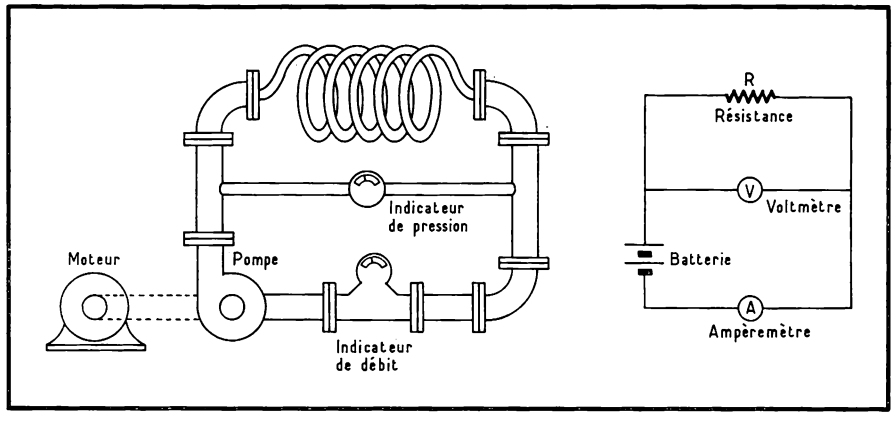
On peut se faire une certaine idée de la grandeur du coulomb si l'on sait qu'une charge de 6,8 millionièmes de coulomb, placée à environ 30 cm d'une charge semblable, serait soumise à une force répulsive d'environ 450 g. L'ampère est plus facile à matérialiser en songeant à une lampe électrique de 100 W qui consomme environ 1 A sous 110 V.

Pour le volt, il est utile de rappeler qu'une pile-torche ordinaire donne environ 1,5 V, et une batterie plate pour lampe de poche 4,5 V. La tension normale pour les usages domestiques est de 110 ou de 220 V. La résistance d'un grille-pain électrique 110 V est d'environ 25 Ω.

Ces quelques renseignements permettent aux débutants de se familiariser avec les unités électriques.

Loi d'Ohm.

Pour obtenir une meilleure compréhension des circuits électriques, employons la vieille, mais toujours utile analogie hydraulique. Dans la figure 2-1, une pompe est actionnée par un moteur. Cette pompe envoie de l'huile (l'huile est employée au lieu d'eau parce que sa grande viscosité met mieux en évidence la loi d'Ohm du circuit hydraulique) à travers un serpentin refroidisseur, constitué par un tube en cuivre de faible diamètre. Un manomètre est branché entre les extrémités du serpentin, pour mesurer la différence de pression entre l'entrée et la sortie, et un indicateur de débit est inséré dans le tuyau pour mesurer le débit de l'huile qui le traverse. Si la vitesse de rotation de la pompe est modifiée, et si les lectures de la pression et du débit sont faites pour les deux vitesses, on obtiendra un tableau de valeurs tel que celui de la figure 2-1. Il est important d'observer que, pour chaque vitesse de la pompe, la pression divisée par le débit donne le même résultat. Dans notre cas, cette valeur est de 0,25. Le débit correspondant à une pression donnée peut évidemment être trouvé en divisant cette pression par le facteur 0,25. Si l'on désire avoir le débit correspondant à une pression différente, il peut également être obtenu en divisant la nouvelle valeur de la pression par le coefficient 0,25.



PRESSION (kg/cm²)	DÉBIT (litres/min.)	Pression / Débit
2	8	0,25
3,5	14	0,25
7,5	30	0,25
10	40	0,25
15	60	0,25

PRESSION électrique (volts)	DÉBIT électrique (ampères)	Volts / Ampères
8	0,92	8,7
12	1,38	8,7
16,8	1,93	8,7
22,4	2,57	8,7
47	5,40	8,7

Fig. 2-1. — Analogie entre un circuit hydraulique et un circuit électrique.

Exemple. — Quel est le débit correspondant à une pression de 3,5 kg par centimètre carré?

Conformément à la relation établie plus haut, on a :

$$\text{Débit} = \frac{\text{pression}}{0{,}25} = \frac{3{,}50}{0{,}25} = 14 \text{ litres par minute,}$$

la pression étant donnée en kilogrammes par centimètre carré.

La constante 0,25 (cette constante dépend également de la viscosité du fluide, mais en électricité le paramètre correspondant à la viscosité n'intervient pas) est caractéristique de la section et de la longueur du serpentin et peut être appelée sa résistance.

A droite de ce circuit hydraulique simple, on a représenté un circuit électrique similaire. Une pile fournit la tension électrique qui produit un courant à travers une bobine résistante, indiquée schématiquement par la lettre R. L'appareil qui sert à la mesure d'une tension électrique en volts est un *voltmètre*. L'appareil qui indique l'intensité d'un courant en ampères est un *ampèremètre*. Si la batterie comporte des bornes intermédiaires qui permettent d'appliquer différentes tensions à la bobine de fil, une série de lectures de tensions et de courants correspondants peut être effectuée. Ces lectures sont comparables à celles qui indiquaient précédemment la pression et le débit hydrauliques. Dans le circuit électrique, l'indication du voltmètre divisée par celle de l'ampèremètre est toujours 8,7, et cette constante s'appelle la résistance. On voit par cette analogie que dans le circuit électrique, il est possible aussi de prévoir l'intensité du courant pour une tension donnée. Par

exemple, si on veut connaître le courant qui correspond à une tension de 65 V, on obtient :

$$I = \frac{E}{8,7} = \frac{65}{8,7} = 7,5 \text{ A},$$

E étant donné en volts. Cette valeur de 8,7 est caractéristique de la bobine utilisée dont elle constitue la résistance. Elle est exprimée au moyen de l'unité qui a été définie précédemment, et qui s'appelle l'ohm. La définition exacte de la relation qui vient d'être établie est donc la suivante :

Le courant en ampères est égal à la tension en volts, divisée par la résistance en ohms.

Cette loi est connue sous le nom de loi d'Ohm, et elle est à la base de toute la théorie des circuits électriques. Elle peut être exprimée mathématiquement par les trois formules ci-dessous :

$$I = \frac{E}{R}, \quad R = \frac{E}{I} \quad \text{et} \quad E = RI.$$

Disons tout de suite que, tout en étant la traduction du comportement de la grande majorité des circuits électriques, la loi d'Ohm comporte quelques exceptions. Certaines de ces exceptions servent de point de départ à d'importantes réalisations techniques, et l'étudiant n'aura pas de mal à se familiariser avec elles lorsqu'il les rencontrera par la suite.

Montage en série.

Les conducteurs électriques peuvent être reliés les uns à la suite des autres, de manière que le courant traversant l'un d'entre eux traverse également les autres. Cela est représenté par la figure 2-2. Quand les éléments

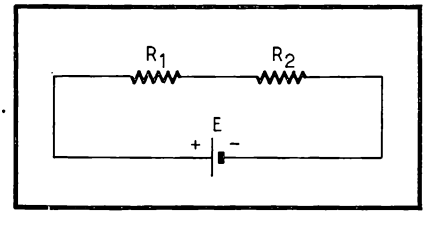


Fig. 2-2. — Résistances en série.

d'un circuit sont montés de cette façon, on dit qu'ils sont connectés *en série*. La résistance équivalente de R_1 et R_2, connectés comme dans la figure 2-2, est :

$$R_{totale} = R_1 + R_2.$$

La tension électrique aux bornes de R_1, ajoutée à celle aux bornes de R_2, sera égale à la tension totale donnée par la batterie.

Conformément à la loi d'Ohm, la tension aux bornes de R_1 est $R_1 I$, et la tension aux bornes de R_2 est $R_2 I$. Etant donné que le courant est le même dans les deux résistances, la tension aux bornes de chacune d'elles sera proportionnelle à leur valeur ohmique respective. Ainsi, la fraction de la tension totale aux bornes de R_1 sera $R_1/(R_1 + R_2)$. Cette relation est utilisée très souvent en radio, et une combinaison de résistances permettant de réduire une tension donnée est connue sous le nom de *potentiomètre* ou *diviseur de tension.*

Exemple. — Une résistance de 100 000 Ω est branchée en série avec une résistance de 5000 Ω, aux bornes d'une pile de 90 V.

a) Quelle sera l'intensité du courant?

b) Quelle est la tension aux bornes de la résistance de 5000 Ω?

Solution. — La résistance équivalente aux deux résistances en série est :

$$R_{totale} = 100\,000 + 5000 = 105\,000\ \Omega.$$

En vertu de la loi d'Ohm, l'intensité du courant sera de :

$$I = \frac{E}{R} = \frac{90}{105\,000} = 0{,}000\,86\ A = 0{,}86\ mA.$$

La tension aux bornes de la résistance de 5000 Ω sera de :

$$E = E_b \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 90 \times \frac{5000}{105\,000} = 4{,}28\ V.$$

Exercice 2-1.

Le filament d'un tube à vide consomme 0,9 A sous 6,3 V.

a) Quelle est la résistance de ce filament?

b) Quelle résistance additionnelle serait nécessaire si l'on voulait alimenter ce filament à partir d'une batterie de 12 V?

Exercice 2-2.

Les filaments de cinq tubes à vide doivent être alimentés en série. Ils absorbent chacun un courant de 0,3 A et ont chacun une résistance de 21 Ω.

Quelle est la résistance totale et quelle est la tension nécessaire aux bornes de l'ensemble?

Exercice 2-3.

Quelle résistance doit-on brancher en série avec une résistance de 50 000 Ω pour obtenir une tension de 8,4 V aux bornes de cette résistance de 50 000 Ω, si une batterie de 45 V alimente l'ensemble?

Montage en parallèle.

Les résistances des circuits électriques peuvent être montées *en parallèle,* comme dans la figure 2-3. Lorsqu'un tel montage est employé, on peut remarquer que la tension de la source est appliquée à chaque résistance comme si les autres résistances étaient absentes. Le courant dans chaque résistance est, en vertu de la loi d'Ohm :

$$I_1 = \frac{E}{R_1},\quad I_2 = \frac{E}{R_2} \text{ et } I_3 = \frac{E}{R_3}.$$

Le courant total dans le circuit est la somme des courants qui parcourent chacune des résistances, de sorte que l'on a :

$$I_{total} = I_1 + I_2 + I_3 = \frac{E}{R_1} + \frac{E}{R_2} + \frac{E}{R_3} = E\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right).$$

La quantité 1/R est une constante appelée *conductance,* et désignée par le symbole G. C'est la quantité caractéristique d'une résistance qui, multipliée par la tension, donne le courant. L'unité de conductance s'appelle le *mho.* On reconnaît le mot *ohm* écrit à l'envers, et ce nom a été choisi pour rappeler que le mho est la grandeur *inverse* de l'ohm. Comme la somme des courants est égale au courant total, la somme des conductances dans un circuit parallèle est égale à la conductance totale :

$$G_{total} = G_1 + G_2 + G_3 + \ldots$$

La fraction du courant total qui parcourt chacune des résistances est égale au rapport de sa conductance à la conductance totale de l'ensemble des résistances en parallèle. Exprimée mathématiquement, cette relation s'écrit :

$$\frac{I_1}{I_t} = \frac{E\,G_1}{E\,(G_1 + G_2 + G_3 + \ldots)} = \frac{G_1}{G_1 + G_2 + G_3 + \ldots}$$

Exemple. — Déterminer la résistance équivalente des quatre résistances ci-dessous, connectées en parallèle. Quelle fraction du courant total traversera la résistance de 8 Ω?

$R_1 = 20\ \Omega$; $R_3 = 12\ \Omega$;
$R_2 = 25\ \Omega$; $R_4 = 8\ \Omega$.

Solution :

$$G_1 = \frac{1}{20} = 0{,}050; \qquad G_3 = \frac{1}{12} = 0{,}083;$$

$$G_2 = \frac{1}{25} = 0{,}040; \qquad G_4 = \frac{1}{8} = 0{,}125.$$

La conductance totale est :

$$G_t = G_1 + G_2 + G_3 + G_4 = 0{,}298.$$

La résistance équivalente est :

$$R_{eq} = \frac{1}{0{,}298} \quad 3{,}35\ \Omega.$$

La fraction du courant qui traverse la résistance de 8 Ω est :

$$\frac{I_4}{I_t} = \frac{G_4}{G_1 + G_2 + G_3 + G_4} = \frac{0{,}125}{0{,}298} = 0{,}418 = 41{,}8\ \%.$$

Il est intéressant d'attirer l'attention sur le cas particulier de deux résistances connectées en parallèle. Ce cas est si courant qu'il englobe pro-

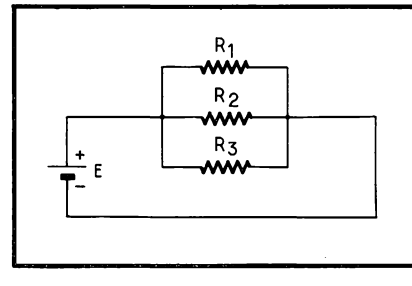


Fig. 2-3. — Résistances en parallèle.

bablement la majorité des problèmes des circuits parallèles. Dans ce cas particulier, on a :

$$I_t = I_1 + I_2 = \frac{E}{R_1} + \frac{E}{R_2}$$

$$= E\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right).$$

$$= E\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}\right)$$

$$= \frac{E}{\dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}.$$

On a donc :

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Cette résistance équivalente se comportera exactement comme les deux résistances en parallèle, de sorte que les ingénieurs utilisent fréquemment la résistance équivalente de deux éléments en parallèle, en prenant directement le produit de ces éléments, divisé par leur somme. On doit se rappeler toutefois que cette formule ne s'applique qu'aux cas de deux résistances en parallèle.

Exercice 2-4.

Deux résistances, l'une de 50 Ω et l'autre de 20 Ω, sont connectées en parallèle aux bornes d'un réseau de 100 V. Quel est le courant total, et quelle est la résistance équivalente?

Exercice 2-5.

Deux éléments sont branchés en parallèle sur un réseau de 240 V. La conductance de l'un est de 0,006 3 mho, et celle de l'autre est de 0,017 2 mho.

Quel sera le courant dans l'ensemble?

Quelle fraction de ce courant sera absorbée par l'élément dont la conductance est 0,017 2 mho?

Exercice 2-6.

Une batterie de 90 V fournit un courant global de 0,134 A à deux résistances connectées en parallèle.

Quelle est la résistance de chaque élément, si l'on sait que l'un d'entre eux absorbe un courant de 0,039 A?

Exercice 2-7.

Cinq résistances sont branchées en parallèle. Leurs valeurs sont : $R_1 = 4\ \Omega$, $R_2 = 7\ \Omega$, $R_3 = 22\ \Omega$, $R_4 = 10\ \Omega$, $R_5 = 65\ \Omega$. Quel est le courant total, et quelle est la fraction du courant total traversant la résistance R_3 lorsque l'on sait que la tension appliquée à l'ensemble est de 24 V?

Montage série-parallèle.

Il est souvent utile, dans les circuits radio-électriques, de combiner des montages en série avec des montages en parallèle. La méthode employée pour calculer les ensembles de ce genre consiste à remplacer les éléments en parallèle par leurs résistances équivalentes, d'additionner cette valeur à celle des résistances en série, et de calculer le courant total produit par la tension appliquée. Ce courant total se répartit dans les circuits en parallèle proportionnellement aux conductances, ce qui permet de déterminer rapidement le courant qui parcourt chacun des éléments.

Exemple. — Déterminer, dans le circuit représenté dans la figure 2-4, le courant dans la résistance $R_3 = 7\ \Omega$.

Solution :

$$G_2 = \frac{1}{10} = 0{,}100 \qquad G_3 = \frac{1}{7} = 0{,}142$$

$$G_4 = \frac{1}{12} = 0{,}083.$$

La conductance équivalente est :

$$G_{eq} = 0{,}100 + 0{,}142 + 0{,}083 = 0{,}325.$$

D'où la résistance équivalente :

$$R_{eq} = \frac{1}{0{,}325} = 3{,}08\ \Omega.$$

La résistance totale est :

$$R_t = 3{,}08 + 3 = 6{,}08\ \Omega.$$

Il s'ensuit que l'on a :

$$I_t = \frac{E}{R_t} = \frac{45}{6{,}08} = 7{,}40\ \text{A}.$$

Le courant dans la résistance de 7 Ω est :

$$I_3 = \frac{G_3}{G_{eq}} I_t = \frac{0{,}142}{0{,}325} \times 7{,}40 = 3{,}23\ \text{A}.$$

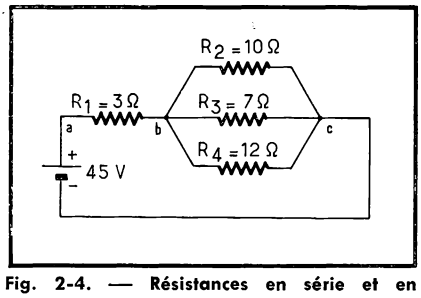


Fig. 2-4. — Résistances en série et en parallèle.

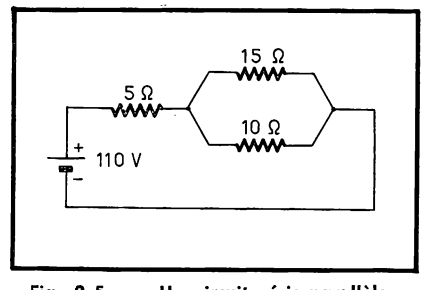


Fig. 2-5. — Un circuit série-parallèle.

Une autre méthode consiste à déterminer la tension aux bornes du circuit parallèle à partir de $I R_{eq}$, et à diviser cette tension par la résistance de l'élément considéré.

Exemple. — Calculer le courant traversant la résistance de 10 Ω dans le circuit représenté sur la figure 2-5.

Solution : la résistance équivalente du circuit parallèle est .

$$R_{eq} = \frac{10 \times 15}{10 + 15} = \frac{150}{25} = 6\ \Omega.$$

La résistance totale est :

$$R_t = 5 + 6 = 11\ \Omega.$$

et le courant total :

$$I_t = \frac{E}{R_t} = \frac{110}{11} = 10\ \text{A}.$$

La chute de tension aux bornes des deux résistances en parallèle est :

$$E_p = I R = 10 \times 6 = 60\ \text{V},$$

et la résistance de 10 Ω sera traversée par un courant de :

$$I_{10} = \frac{E_p}{R_{10}} = \frac{60}{10} = 6\ \text{A}.$$

Table 2-1
Caractéristiques des fils de cuivre émaillés

Diamètre en mm	Section en mm^2	Diamètre avec émail en mm	Nombre de spires par cm	Résistance en Ω pr 100 m	Poids en g pr 1.000 m	Longueur en m par kg
0,05	0,001 96	0,08	125	908	18,3	54 700
0,07	0,003 8	0,10	100	468	35,4	28 200
0,08	0,005	0,115	86	356	46	21 700
0,09	0,006 4	0,127	78	278	58	17 200
0,10	0,007 8	0,138	72	228	72	13 800
0,12	0,011 3	0,163	61	158	104	9660
0,15	0,017 7	0,200	50	100,4	159	6290
0,16	0,020 1	0,212	47	87	183	5460
0,18	0,025 4	0,236	42,3	70,2	231	4330
0,20	0,031 4	0,259	38,6	56,7	286	3500
0,22	0,038	0,282	35,4	46,8	346	2915
0,25	0,049 1	0,316	31,6	36,3	434	2305
0,27	0,057 2	0,342	29,2	31,1	520	1925
0,28	0,061 6	0,350	28,5	28,9	560	1796
0,30	0,070 7	0,374	26,7	25,2	643	1561
0,32	0,088 4	0,396	25,2	21,9	732	1371
0,35	0,096 2	0,430	23,2	18,5	873	1145
0,38	0,113	0,460	21,7	15,7	1028	972
0,40	0,126	0,487	20,5	14,2	1143	880
0,45	0,159	0,540	18,5	11,2	1443	696
0,50	0,196	0,595	16,7	9,08	1780	563
0,55	0,238	0,650	15,4	7,48	2150	465
0,60	0,283	0,700	14,3	6,29	2384	392
0,65	0,332	0,750	13,3	5,36	3000	334
0,70	0,385	0,810	12,3	4,62	3536	283
0,75	0,442	0,860	11,6	4,03	3990	241
0,80	0,503	0,920	10,9	3,54	4490	223
0,85	0,568	0,970	10,3	3,13	5120	196
0,90	0,636	1,03	9,7	2,8	5620	178
0,95	0,709	1,08	9,25	2,51	6387	157
1	0,785	1,13	8,84	2,27	7070	141
1,1	0,950	1,23	8,13	1,88	8572	118
1,2	1,131	1,34	7,46	1,58	10 220	97,8
1,25	1,227	1,39	7,19	1,45	11 050	90,5
1,3	1,327	1,44	6,94	1,34	11 940	83,8
1,4	1,539	1,55	6,45	1,16	13 840	72,3
1,5	1,767	1,64	6,09	1,01	15 880	63

Exercice 2-8.

Déterminer le courant total, ainsi que le courant dans la résistance de 5 Ω, dans le circuit de la figure 2-6.

Exercice 2-9.

Déterminer le courant total, ainsi que le courant qui traverse la résistance de 25 Ω, dans le circuit de la figure 2-7.

Exercice 2-10.

Quelle est la différence de potentiel dans le circuit de la figure 2-8, entre les points *a b* et *b c*?

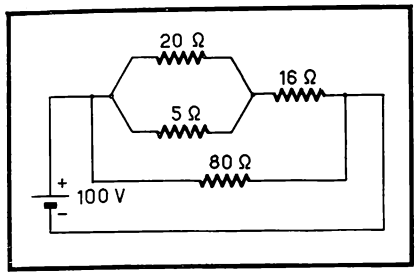


Fig. 2-6. — Circuit de l'exercice 2-8.

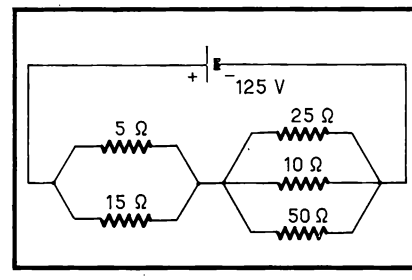
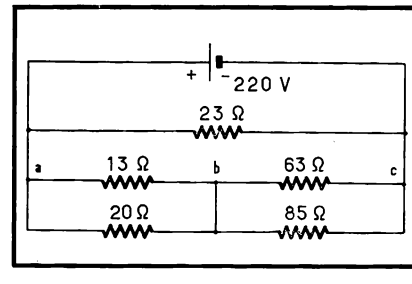


Fig. 2-7. — Circuit de l'exercice 2-9.

Détermination de la résistance.

Le fil de cuivre est employé très couramment dans les circuits radio-électriques, et il est important de connaître la résistance de fils de différentes sections. La table 2-1 donne non seulement la résistance, mais plusieurs autres indications concernant des fils de cuivre de différents diamètres.

Fig. 2-8. — Circuit de l'exercice 2-10.



Quelquefois, on emploie d'autres métaux que le cuivre; si leur résistance comparée à celle du cuivre est connue, la résistance des fils fabriqués avec ces métaux peut être obtenue en multipliant cette résistance relative connue par la résistance relative d'un fil de cuivre du même diamètre. La table 2-2 donne quelques valeurs de résistances relatives.

Table 2-2

Résistance des métaux : rapport de leur résistance à celle du cuivre

Métaux purs	Résistance relative	Alliages	Résistance relative
Fer	5,80	Radiohm	77
Zinc	3,43	Nichrome	65
Tungstène	3,20	Advance	28
Aluminium	1,55	Laiton blanc	4,8
Or	1,40	Laiton	3,8
Argent	0,943	Bronze commercial	2,4

Les résistances données plus haut se rapportent à la température normale d'appartement et peuvent être employées avec une précision suffisante dans presque tous les cas. Il convient de se rappeler que, dans la plupart des cas, la résistance des métaux croît avec la température, et que si cette température est très élevée, ou si l'on veut obtenir des résultats très rigoureux, ses effets doivent être pris en considération.

Les lois de Kirchhoff.

Deux règles, connues sous le nom de lois de *Kirchhoff*, permettent de résoudre des problèmes compliqués rencontrés dans les circuits électriques. Ces règles étaient implicitement contenues dans les explications précédentes concernant les circuits série et parallèle. Nous allons les donner maintenant sous une forme générale.

1. *Le courant arrivant à un point de jonction de conducteurs électriques est égal au courant qui quitte cette jonction.*

2. *La somme des tensions de piles ou générateurs insérés dans un circuit fermé est égale à la somme des chutes de tension le long du même circuit.*

Exemple. — On peut illustrer les règles ainsi énoncées en calculant le courant qui parcourt la résistance de 4 Ω de la figure 2-9. Les courants sont désignés par I_{ab}, symbole précisant qu'il s'agit du courant dans le tronçon compris entre *a* et *b*, I_{cb} étant le courant traversant le tronçon *c b*, et I_{bd} étant le courant dans le tronçon *b d*.

Si on applique la première loi de Kirchhoff au point *b*, on a :

$$I_{ab} + I_{cb} = I_{bd}.$$

La deuxième loi de Kirchhoff, le long du circuit *e a b d*, donne :

$$2\ I_{ab} + 4\ I_{bd} = 12.$$

On a également, avec la deuxième loi de Kirchhoff, le long du circuit *f c b d* :

$$6\ I_{cb} + 4\ I_{bd} = 10.$$

Les trois équations ci-dessus contiennent les trois inconnues I_{ab}, I_{cb} et I_{bd}. Etant donné que l'on a $I_{ab} = I_{bd} - I_{cb}$, la deuxième équation peut être écrite sous la forme :

$$2\ I_{bd} - 2\ I_{cb} + 4\ I_{bd} = 12,$$

ou :

$$6\ I_{bd} - 2\ I_{cb} = 12.$$

En multipliant les deux côtés par trois, et en ajoutant à la troisième équation, on obtient :

$$\begin{array}{r} 18\ I_{bd} - 6\ I_{cb} = 36 \\ 4\ I_{bd} + 6\ I_{cb} = 10 \\ \hline 22\ I_{bd} \qquad\quad = 46 \end{array}$$

$$I_{bd} = \frac{46}{22} = \frac{23}{11} = 2\,\frac{1}{11}.$$

Méthode de superposition.

Une autre méthode conduisant à la solution d'un circuit comportant plusieurs sources de tension est basée sur un principe souvent employé dans la théorie de l'électricité. Son énoncé est le suivant : *le courant dans un fil est la somme des courants résultant de l'action de chaque source considérée isolément, les autres sources étant considérées comme court-circuitées.*

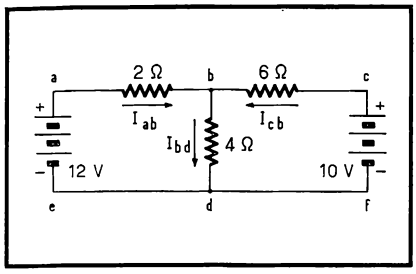


Fig. 2-9. — Circuit illustrant les lois de Kirchhoff.

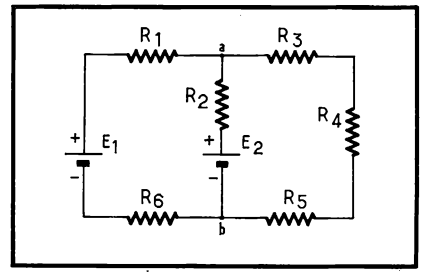


Fig. 2-10. — Circuit de l'exercice 2-11.

Exemple. — Dans la figure 2-9, la part de I_{bd} due à la batterie de 12 V peut être calculée en court-circuitant la batterie de 10 V.

La résistance équivalente de l'ensemble des résistances de 4 et de 6 Ω en parallèle est $(6 \times 4)/10 = 2{,}4$. Elle est en série avec la résistance de 2 Ω, de sorte que le courant total est :

$$I = \frac{12}{4{,}4} = \frac{30}{11}.$$

Six dixièmes de ce courant passent par la résistance de 4 Ω, de sorte que le courant délivré par la batterie de 12 V est :

$$\frac{30}{11} \times \frac{6}{10} = \frac{18}{11} = 1\,\frac{7}{11}\ \text{A}.$$

La partie du courant dans *f d*, due à la batterie de 10 V, peut être obtenue en court-circuitant la batterie de 12 V. La résistance équivalente parallèle est :

$$\frac{2 \times 4}{6} = \frac{8}{6} = 1\,\frac{1}{3}\ \Omega$$

Elle est en série avec la résistance de 6 Ω, ce qui fait que le courant total est :

$$I = \frac{10}{7^{1}/_{3}} = \frac{30}{22} = \frac{15}{11}\ \text{A}.$$

Un tiers seulement de ce courant passera dans la résistance de 4 Ω. Ainsi donc, la part de courant due à la batterie de 10 V est :

$$\frac{15}{11} \times \frac{1}{3} = \frac{5}{11}\ \text{A}.$$

Le courant total est donc :

$$1\,\frac{7}{11} + \frac{5}{11} = \frac{23}{11} = 2\,\frac{1}{11}\ \text{A}.$$

La réponse obtenue par cette méthode est évidemment la même que celle obtenue par les lois de Kirchhoff.

Exercice 2-11.

Calculer la tension entre les points *a* et *b* de la figure 2-10, en employant d'une part les lois de Kirchhoff et d'autre part la méthode de superposition.

Puissance et énergie.

La nature du flux d'électrons à travers les conducteurs a été décrite dans la première partie de ce chapitre. L'agitation et l'accroissement du mouvement désordonné des atomes, du fait qu'ils sont continuellement heurtés par les électrons libres, produisent un accroissement de la température. Le passage d'un courant à travers un conducteur résistant est donc toujours accompagné d'un dégagement de chaleur. La relation entre le courant, la tension et la résistance du circuit, d'une part, et la transformation de l'énergie en chaleur, d'autre part, sont des éléments importants dans l'étude des circuits électriques. Si nous nous reportons une fois de plus au circuit hydraulique de la figure 2-1, nous pouvons remarquer qu'à débit constant, l'énergie emmagasinée dans le circuit par la pompe sera doublée si la pression est doublée. Elle sera doublée également si la pression reste constante et que le débit soit doublé. Une variation de puissance similaire a lieu dans le cas des circuits électriques. La puissance transformée en chaleur dans une résistance est donc directement proportionnelle au produit du courant et de la tension. Cette relation s'écrit :

$$P = E \times I,$$

P étant exprimé en watts, E en volts et I en ampères. Elle peut servir comme relation de définition du watt; on l'énonce alors de la façon suivante : *le watt est la quantité d'énergie électrique fournie par seconde à un circuit où un courant de 1 A circule sous une tension de 1 V.*

L'équation précédente peut s'écrire de plusieurs autres façons, en faisant intervenir la loi d'Ohm. Soit :

$$P = EI = IR \times I = I^2R;$$

$$P = EI = E \times \frac{E}{R} = \frac{E^2}{R}.$$

La puissance étant la quantité d'énergie débitée par seconde, l'énergie totale est le produit de la puissance par le temps. Ainsi, le watt-seconde ou *joule* est une unité d'énergie, mais comme il représente une quantité d'énergie très faible, l'unité couramment employée est le kilowatt-heure qui représente une puissance de 1000 W (autrement dit 1 kW) fournie pendant 1 heure. C'est cette unité qui figure sur les quittances de la plupart des compagnies de distribution d'électricité.

Exemple. — Le filament d'un tube du type 850 est alimenté sous 10 V par un courant de 3,25 A.

Quelle est la puissance absorbée par le filament?

Solution :

$$P = EI = 10 \times 3{,}25 = 32{,}5 \text{ W}.$$

Fusibles.

L'une des applications importantes de l'échauffement d'un conducteur par le passage du courant électrique (effet Joule) consiste à insérer dans les circuits un conducteur laissant passer une intensité bien déterminée. Quand le courant dépasse sa valeur limite admissible, le conducteur chauffe, fond et coupe le circuit. Ce conducteur s'appelle *fusible* et protège les autres appareils en circuit contre les effets destructeurs d'un courant plus fort que celui pour lequel ils sont prévus. Il existe de nombreux modèles de fusibles, calculés pour des intensités allant de quelques milliampères à plusieurs centaines d'ampères. Placés dans un circuit pour le protéger, ils ne doivent

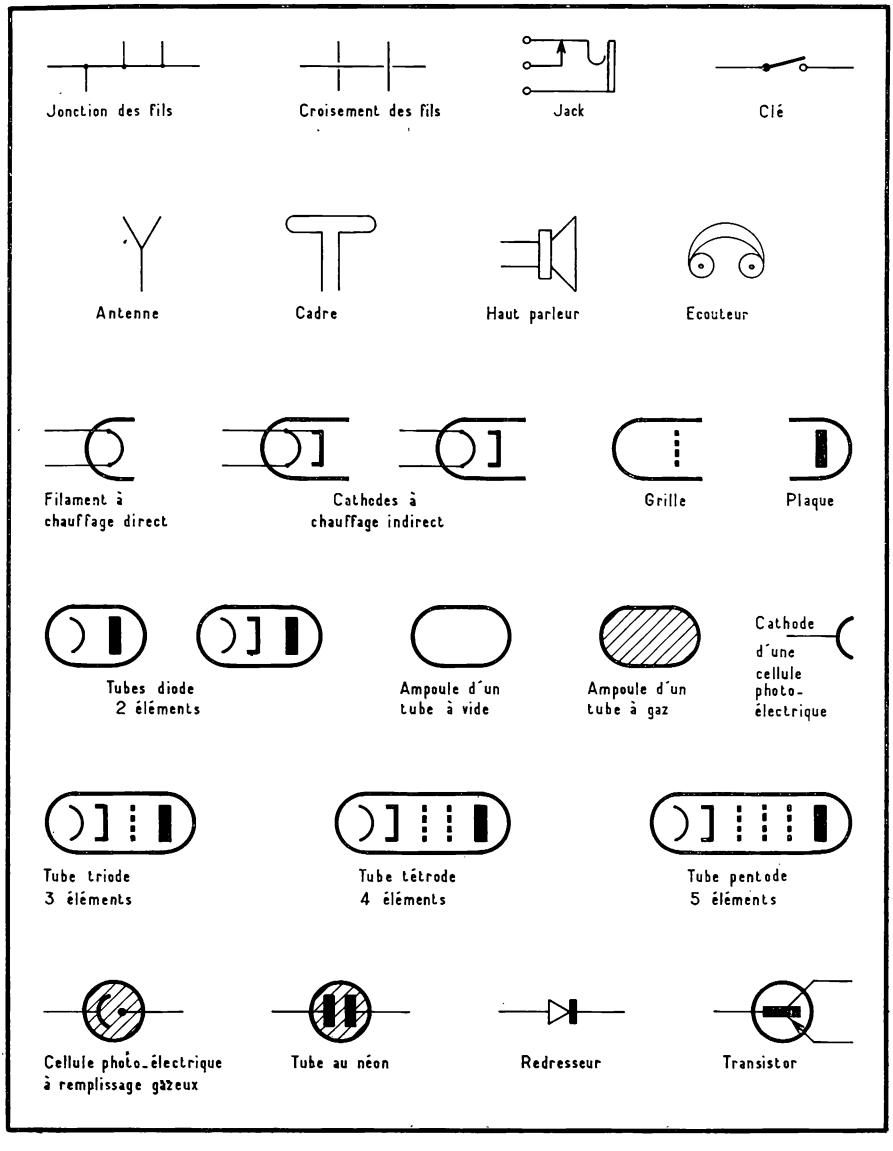


Fig. 2-11. — Principaux symboles employés dans les schémas radio-électriques.

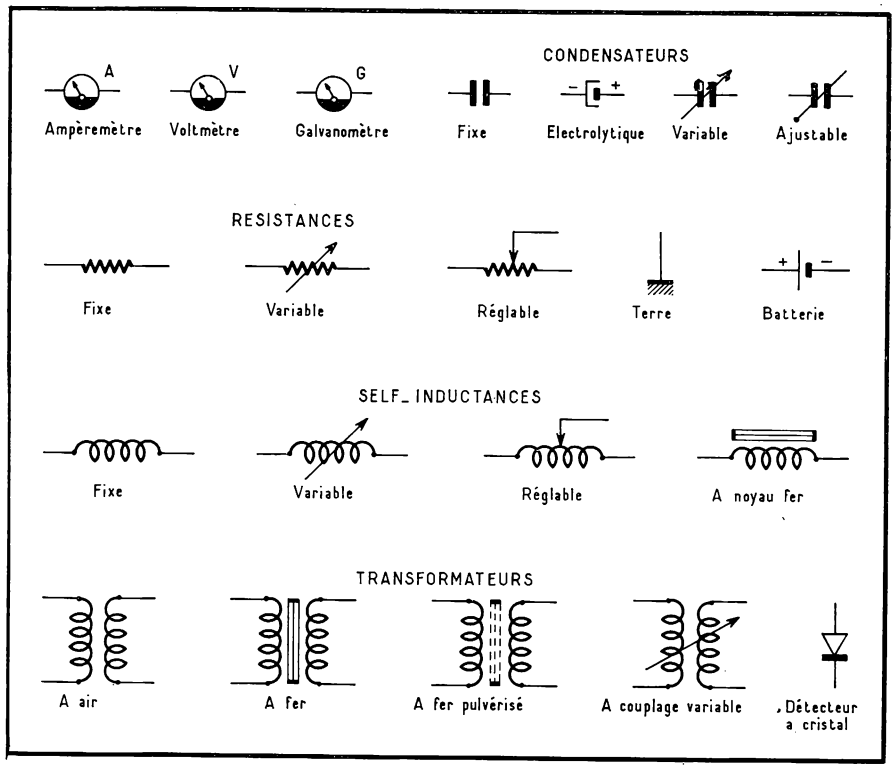


Fig. 2-12. — Autres symboles employés dans les schémas radio-électriques.

jamais être remplacés par des fusibles de calibre supérieur, ni par de gros conducteurs, si l'on veut qu'ils assurent correctement leur fonction de couper le circuit sous l'effet d'une surintensité.

Symboles et abréviations.

Différentes sortes d'appareils sont utilisés en radiotechnique, et les circuits sont souvent très compliqués. Pour simplifier le plus possible leur représentation, on emploie un ensemble de symboles désignant les différents éléments des circuits. Nous avons rassemblé ces divers signes dans les figures 2-11 et 2-12. A côté de chaque signe est donné le nom de l'élément.

L'échelle très étendue des quantités utilisées en radio - électricité a conduit à l'utilisation de nombreuses unités qui sont des fractions décimales de l'unité de base. Ainsi, par exemple, le millivolt représente la millième partie du volt. La liste des préfixes et le rapport entre la nouvelle unité et l'unité de base sont donnés dans la table 1-2. Il faut toutefois se rappeler que les lois des circuits sont exprimées en ohms, ampères et volts, et que toutes les autres unités doivent être ramenées à celles-ci pour conduire aux solutions correctes.

Piles et batteries de piles.

Une source de tension souvent employée en radio-électricité est la pile électrique ou la batterie de piles. Il existe deux types de batteries. La pile sèche ne sert qu'une seule fois et devient inutilisable lorsqu'elle est usée. On

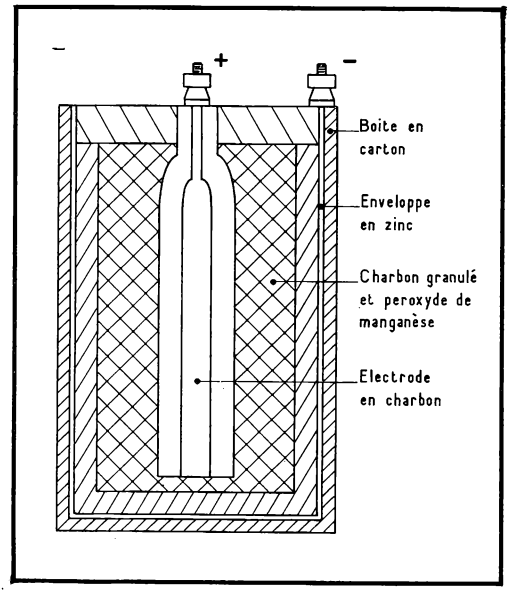


Fig. 2-13. — Pile sèche.

l'emploie dans les appareils portatifs et, d'une manière générale, partout où de faibles puissances doivent être fournies pendant un intervalle de temps réduit. Le deuxième type est désigné sous le nom d'accumulateur; on peut le recharger en le faisant traverser par un courant de sens inverse à son sens normal d'utilisation. Les accumulateurs peuvent débiter des courants plus intenses que les piles sèches et sont employés comme source d'énergie pour les émetteurs et récepteurs transportables, dans tous les cas où la recharge peut s'effectuer facilement, comme à bord de voitures automobiles.

Pile sèche.

La figure 2-13 donne le schéma d'une pile sèche. L'électrode positive de la pile est un gros crayon de charbon placé au centre d'un cylindre en zinc, qui forme l'électrode négative. L'électrolyte, constitué par une solution de chlorhydrate d'ammoniaque, est mélangé avec une matière poreuse inerte dont on revêt la paroi intérieure du cylindre en zinc. Entre ce revêtement et le crayon de charbon, on insère un mélange poreux de bioxyde de manganèse et de charbon pulvérisé. Cette substance porte le nom de dépolarisant et son rôle est d'absorber l'hydrogène qui se dégage autour de l'électrode positive et tend à l'isoler. Le sommet de la pile est scellé par un aggloméré isolant, de sorte que seules les bornes, connectées au charbon et à l'enveloppe de zinc, sont visibles. L'ensemble est enfermé dans un boîtier en carton qui le protège et l'isole. Quand on désire obtenir des tensions élevées et quand les courants demandés sont faibles, un certain nombre de petites piles sont reliées en série et montées dans un boîtier commun; parfois des bornes intermédiaires permettent d'obtenir différentes tensions.

Accumulateurs.

L'accumulateur au plomb, de loin le plus répandu, consiste en une plaque positive de peroxyde de plomb, et en une plaque négative de plomb poreux ou spongieux, dans une solution d'acide sulfurique à faible concentration. La structure habituelle des accumulateurs légers, du type portatif, consiste en des grilles en alliage de plomb et d'antimoine (fig. 2-14). Ces grilles sont remplies d'une pâte qui donne, après une transformation électrochimique, du peroxyde de plomb sur la plaque positive. Le peroxyde de plomb cons-

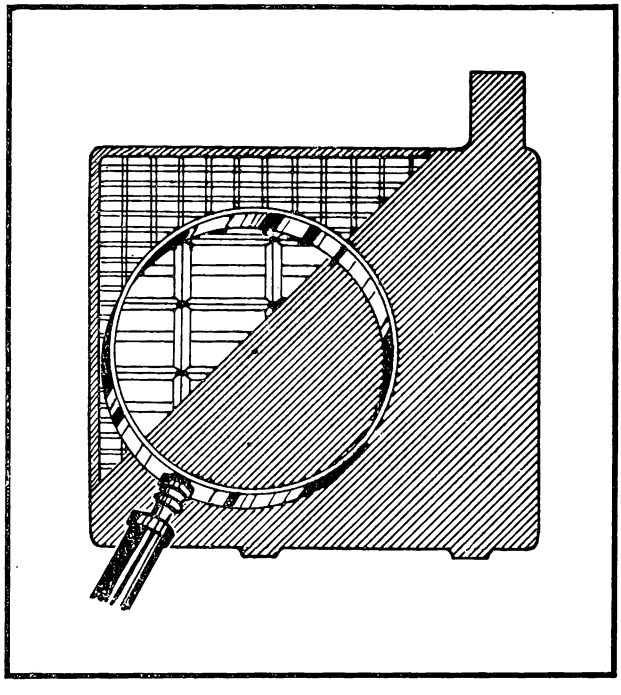
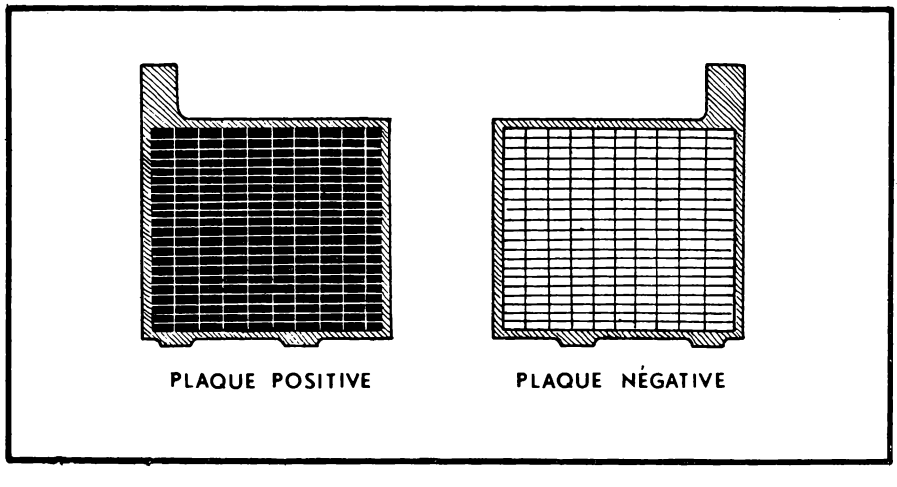


Fig. 2-14. — Grille d'accumulateur partiellement remplie de substances actives.

Fig 2-15 (ci-dessous). **Plaques d'accumulateurs.**



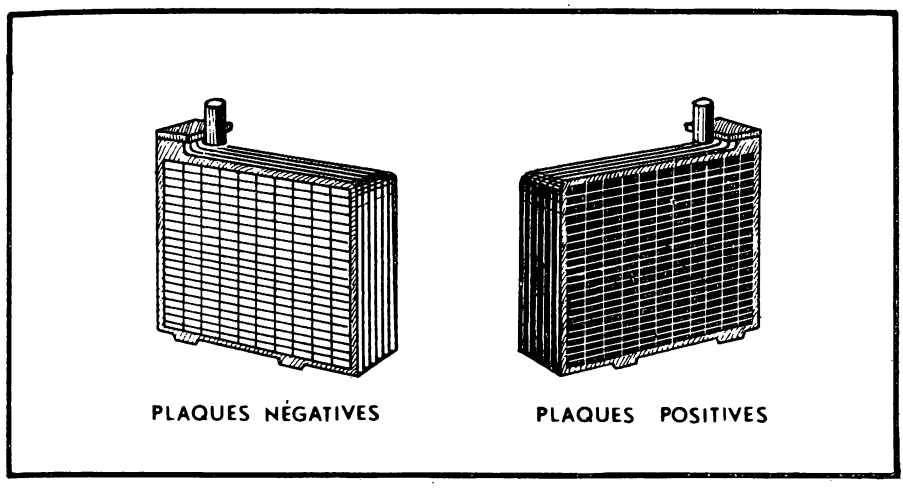


Fig. 2-16. — Plaques d'accumulateurs assemblées.

titue la matière active, alors que la grille n'agit que comme support physique et comme conducteur pour le courant électrique produit par réaction chimique. Une grille similaire est employée pour la plaque négative, mais elle est remplie avec une autre pâte qui, après formation, consiste principalement en plomb pur fortement poreux.

La figure 2-15 montre une plaque positive et une plaque négative seules, alors que la figure 2-16 représente plusieurs de ces plaques assemblées en groupes. Sur la figure 2-17, on voit des plaques séparatrices, en bois poreux et en fibre de verre. Les plaques du groupe positif sont insérées entre les plaques négatives, avec interposition de plaques séparatrices. L'ensemble est ensuite installé dans un récipient en ébonite, avec un couvercle supportant les bornes, comme le montre la figure 2-18. Enfin, l'acide sulfurique est introduit par le bouchon de remplissage prévu à cet effet dans le couvercle.

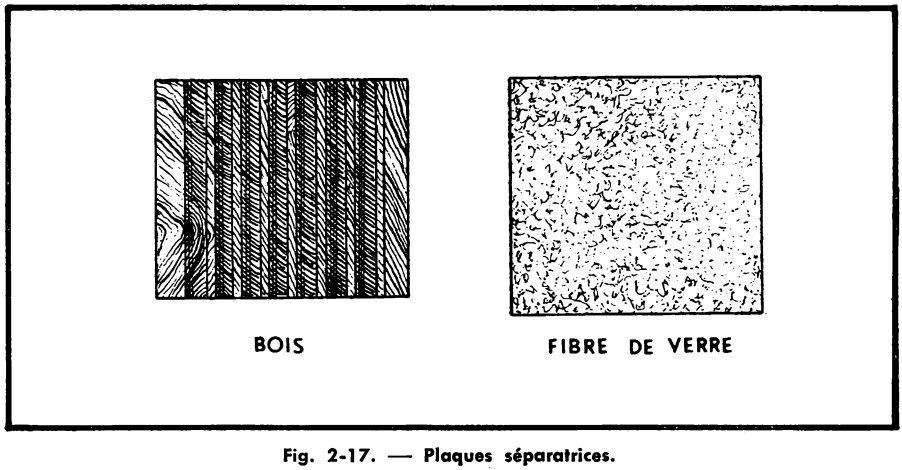


Fig. 2-17. — Plaques séparatrices.

Cette construction a l'avantage de mettre la plus grande surface possible au contact de l'électrolyte, la distance entre les plaques positives et négatives étant réduite au minimum, et déterminée simplement par l'épaisseur des plaques séparatrices. Ces plaques sont suffisamment poreuses pour n'offrir qu'une faible résistance au flux des ions porteurs des charges électriques, mais elles assurent l'isolement mécanique et électrique des électrodes.

L'ensemble des réactions chimiques qui se déroulent dans un accumulateur en fonctionnement est assez complexe; mais le résultat final est qu'au

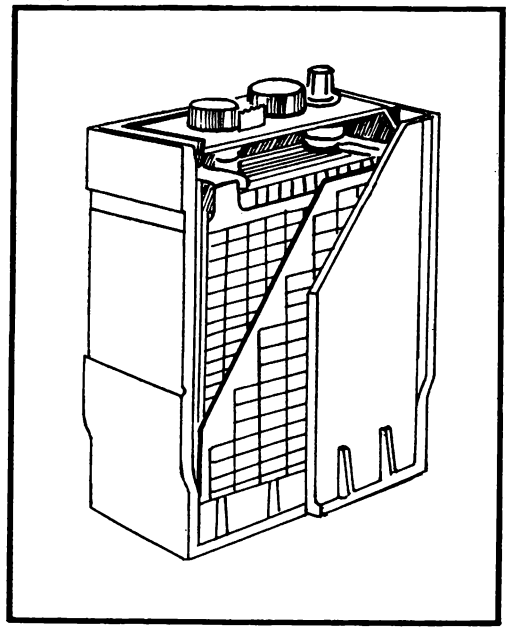


Fig. 2-18. — Un accumulateur au plomb assemblé. La coupe permet de voir les détails de réalisation.

fur et à mesure que l'accumulateur se décharge, les plaques substituent du sulfate de plomb à leur substance active.

Le sulfate de plomb a tendance à durcir et à se cristalliser lorsque l'accumulateur n'est pas chargé pendant longtemps. On a donc intérêt à toujours maintenir chargés les accumulateurs au plomb. Un accumulateur qui reste souvent déchargé sera hors service bien avant le délai normal.

Résistance interne et polarisation.

Aussi bien dans la pile sèche que dans l'accumulateur, la source d'énergie est de nature chimique, et les produits de la réaction chimique peuvent tendre, soit à isoler les électrodes, soit à produire des concentrations chimiques ou ioniques ayant pour effet de réduire la tension aux bornes lorsque l'accumulateur débite un courant. Cet effet s'appelle la *polarisation,* et se prolonge quelquefois après que le courant a été arrêté. Normalement, une pile est conçue de telle manière que cet effet soit neutralisé après un certain temps. Tout le processus est équivalent à une résistance, qui porte le nom de *résistance interne* de la batterie.

L'effet de polarisation est beaucoup plus sensible dans le cas de la pile sèche que dans celui de l'accumulateur.

Électromagnétisme.

Le phénomène du magnétisme est étroitement lié à celui de l'électricité. L'aimant en fer à cheval, et sa propriété d'attirer des objets en fer et en acier, sont universellement connus. De toute évidence, cette attraction est le résultat d'une perturbation dans l'espace qui environne l'aimant; on dit qu'un champ magnétique y existe, comme l'indiquent les lignes reliant les pôles nord et sud, sur la figure 2-19.

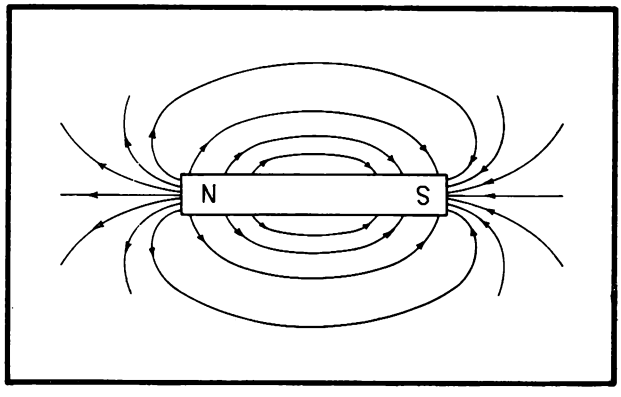


Fig. 2-19. — Champ magnétique d'un barreau magnétisé.

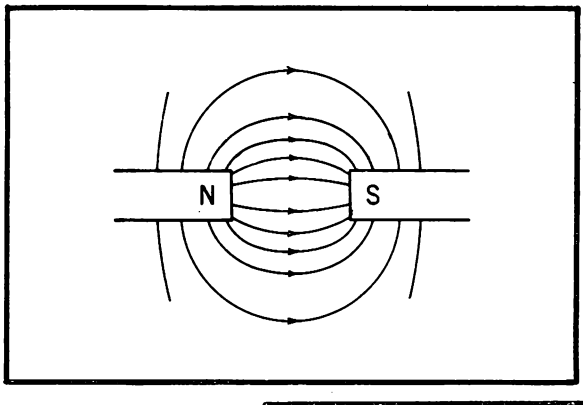


Fig. 2-20. — Champ magnétique autour de deux pôles de signes contraires.

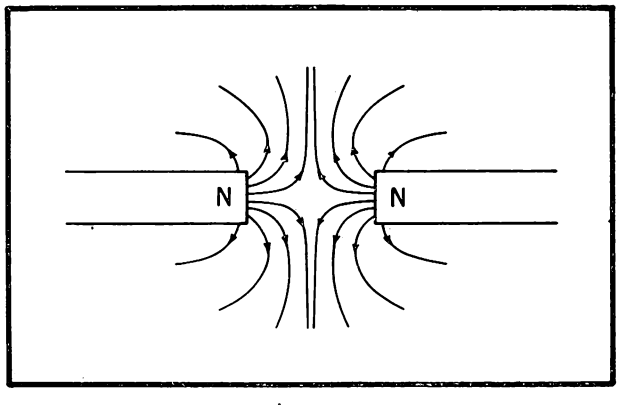


Fig. 2-21. — Champ magnétique autour de deux pôles de signes semblables.

La figure 2-20 représente deux aimants, le pôle nord de l'un étant placé en face du pôle sud de l'autre. Les lignes de flux magnétique vont du pôle nord au pôle sud; comme ces pôles s'attirent, nous pouvons dire, dans ce cas, que les lignes de flux magnétique tendent à se raccourcir, comme le feraient des élastiques en caoutchouc.

Sur la figure 2-21, les deux pôles nord sont en face l'un de l'autre, et les lignes de flux magnétique doivent quitter chacun d'eux pour retourner en direction des pôles sud. Elles s'aplatissent donc les unes contre les autres, et comme les pôles du même nom se repoussent, nous pouvons dire que, dans ce cas, les lignes de flux magnétique exercent sur eux une poussée latérale.

L'expérience montre que les fils parcourus par un courant électrique sont

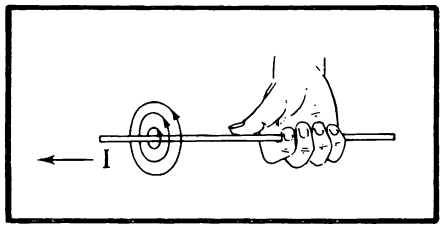


Fig. 2-22. — Règle de la main droite.

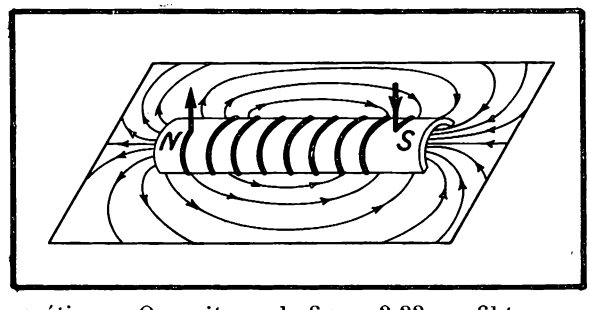


Fig. 2-23. — Champ magnétique d'une bobine parcourue par un courant.

le siège de phénomènes magnétiques. On voit, sur la figure 2-22, un fil traversé par un courant allant de droite à gauche. Le pôle nord d'une boussole placée au-dessus du fil pointera hors de l'observateur et indiquera que les lignes de flux ont la même orientation. On peut énoncer la règle de la main droite qui rappelle, sous une forme simple, l'effet magnétique du courant électrique : *si la main droite est disposée autour du fil, avec le pouce pointant dans la direction du courant, les doigts indiquent la direction du flux magnétique.* Si le fil est bobiné autour d'un tube cylindrique, les effets magnétiques des différentes spires s'ajoutent et produisent un effet analogue à celui d'un aimant naturel (voir fig. 2-23). L'intensité du champ magnétique dépend de l'intensité du courant et du nombre des spires de la bobine. Cela explique que l'ampèretour ait été adopté comme unité de force magnétomotrice. L'ampèretour peut être défini comme étant la force magnétique produite par un courant de 1 A passant dans une bobine comportant 1 spire. Ainsi, un courant de 3 A circulant dans une bobine de 5 spires, produira une force magnétique de 15 At.

Le fer, conducteur de magnétisme.

Si un barreau de fer non aimanté est placé dans une bobine parcourue par un courant, on observe que l'intensité du champ magnétique augmente notablement. Cet accroissement est dû au fait que le fer se comporte comme

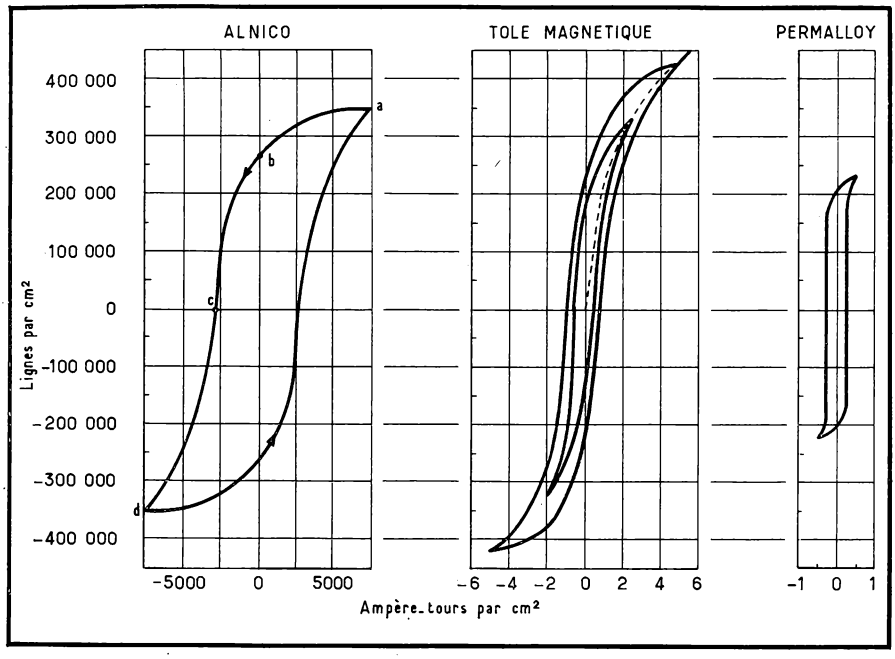


Fig. 2-24. — Quelques exemples de courbes d'hystérésis.

un conducteur du flux magnétique. Le rapport entre le flux produit dans le fer, et celui obtenu dans l'air, avec la même force magnétomotrice, est variable, et peut aller de plusieurs centaines jusqu'à six ou sept mille pour les aciers commerciaux.

La constitution des relais illustre bien comment on utilise, dans les équipements électriques, le fer et l'acier pour canaliser le flux magnétique. Une bobine est placée sur un assemblage de fer en U, et une armature, en fer également, est suspendue de telle façon que, dans les conditions normales, elle retombe sous l'effet de la pesanteur. Quand la bobine est alimentée par un courant continu, le flux produit attirera cette armature et le contact sera fermé.

Caractéristiques magnétiques du fer.

Le fer et l'acier sont d'une importance essentielle dans la construction de l'appareillage électrique, et il est utile d'étudier les propriétés du fer et des autres matériaux magnétiques dans lesquels le fer entre comme élément de base.

Les recherches scientifiques ont montré que la propriété qu'a le fer d'augmenter le magnétisme d'un électro-aimant, vient du fait que la molécule du fer est elle-même un aimant de très petites dimensions. Dans un fer doux, non aimanté, les molécules ont une orientation quelconque, et on n'observe aucun effet extérieur. Lorsque le fer est placé dans une bobine parcourue par un courant, les molécules tendent à s'aligner sur le champ, et leur force magnétomotrice s'ajoute à celle de la bobine. Si on remplace le fer doux par de l'acier, l'alignement des molécules ne sera pas aussi net que dans le cas du fer doux, parce que les tensions intermoléculaires sont ici beaucoup plus fortes. Par contre, une fois retiré de la bobine, l'acier trempé conservera

presque tout son magnétisme, et pourra être appelé *aimant permanent*. La résistance interne à l'alignement magnétique des molécules porte le nom d'*hystérésis*, et on peut tracer la courbe indiquant la variation du flux magnétique en fonction du champ magnétisant. Cette courbe a la forme d'une boucle.

Différentes courbes d'hystérésis sont représentées sur la figure 2-24. Celle de gauche est caractéristique des aciers employés dans les moteurs, les dynamos et les transformateurs. La courbe du milieu est celle des aimants permanents, et celle de droite des bobines et des transformateurs des circuits téléphoniques (avec des courants faibles). On détermine la courbe d'hystérésis en faisant croître la force magnétomotrice, et en mesurant le flux magnétique jusqu'à ce que le maximum soit atteint (en *a* sur le réseau de gauche de la fig. 2-24). On diminue ensuite la force magnétomotrice, et le flux décroît jusqu'en *b*, après quoi il est nécessaire, pour qu'il continue de décroître, d'inverser le sens de la force magnétisante et de la faire croître jusqu'à *c* et *d*. Le point *d* représente le maximum dans la direction opposée. La force magnétisante est ensuite ramenée à zéro, inversée et amenée à nouveau jusqu'à la valeur représentée par le point *a*. On peut noter qu'une force magnétomotrice plus grande est nécessaire pour obtenir le même effet quand le flux magnétique croît, que quand il décroît. La distance horizontale entre les deux côtés de la boucle d'hystérésis fournit donc la mesure de l'effet d'hystérésis. La perte d'énergie correspondant à chaque renversement du magnétisme est proportionnelle à la surface de la courbe, tandis que le magnétisme résiduel est donné par le segment *a b*. La force magnétomotrice inverse, nécessaire pour ramener le flux au zéro, est donnée par *a c* et porte le nom de force coercitive. Le flux moyen produit par une force magnétomotrice alternée sera défini par la courbe joignant les points des différentes courbes d'hystérésis. Une telle courbe, connue sous le nom de courbe d'aimantation, sert à déterminer l'effet d'un noyau de fer dans un transformateur.

Plusieurs courbes d'aimantation sont représentées sur la figure 2-25.

Tôles pour dynamos et transformateurs.

Etant donné que les pertes d'énergie sont proportionnelles à la surface de la boucle, il est nécessaire que les circuits magnétiques des machines à courant alternatif aient des boucles d'hystérésis étroites. On a constaté que les caractéristiques électriques et magnétiques sont meilleures en ajoutant au fer une certaine proportion de silicium. La plupart des noyaux de dynamos et transformateurs sont constitués d'assemblages de tôles découpées de façon à donner le trajet magnétique désiré.

Aciers pour aimants permanents.

Nous avons déjà indiqué comment l'acier trempé peut former des aimants permanents. Cela explique l'aimantation des lames de couteaux, des tournevis et autres outils. On a découvert que les alliages où le fer est additionné d'aluminium, de nickel et de cobalt, donnent, après un traitement thermique approprié, des aimants permanents de haute qualité.

D'autres alliages, renfermant des combinaisons de tungstène, de chrome et de cobalt, sont également très employés; une rémanence et une force coercitive élevées les caractérisent.

Permalloy.

Une autre substance magnétique, connue sous le nom de permalloy, est constituée par un alliage de fer et de nickel et donne, après un traitement thermique convenable, un flux très élevé avec une force magnétisante faible;

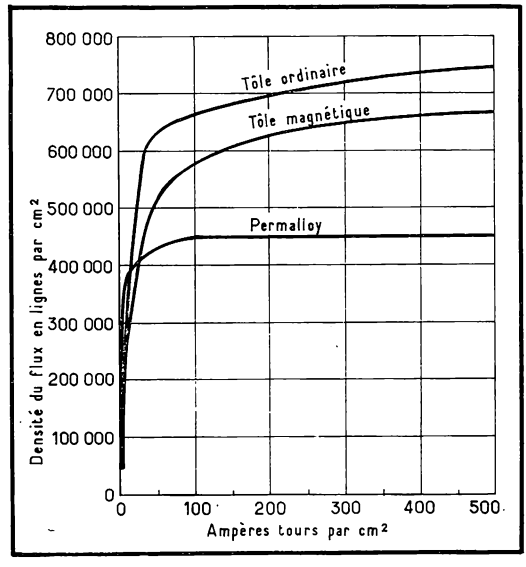


Fig. 2-25. — Courbes d'aimantation de trois matériaux courants.

sa boucle d'hystérésis est très étroite. Le permalloy est employé dans les bobines et transformateurs des circuits téléphoniques, quand les courants qui les parcourent sont faibles.

Les tôles ne sont employées que jusqu'à des fréquences de l'ordre de 10 kHz. Aux fréquences plus élevées, elles causent des pertes excessives. Le

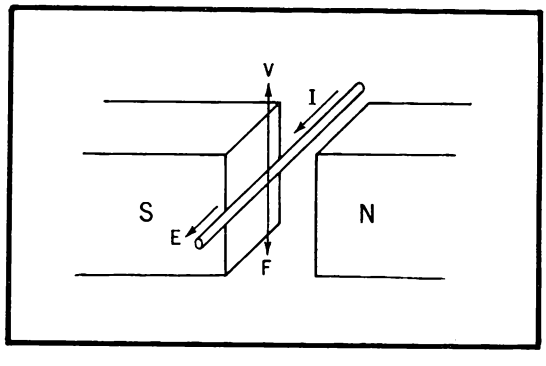


Fig. 2-26. — Relations entre le champ magnétique, la vitesse du mouvement et la tension d'une part, le champ magnétique, le courant et la force d'autre part.

fer est alors réduit en poudre fine, mélangé à un isolant et moulé à la forme requise. Des noyaux ainsi constitués sont employés jusqu'à des fréquences dépassant 100 MHz.

Dynamos à courant continu.

Lorsqu'on déplace un fil à travers un champ magnétique (voir la fig. 2-26), une force électromotrice prend naissance entre les deux extrémités du fil.

Cet effet est très important, car il est à l'origine de la plupart des machines génératrices de puissance électrique.

La force électromotrice produite dépend de l'intensité du champ, de la longueur du fil qui se trouve dans le champ, et de la vitesse de son déplacement. L'intensité du champ magnétique étant représentée par la densité des lignes de force, la tension produite est proportionnelle à la vitesse à laquelle le fil coupe les lignes de force.

Un autre effet accompagne celui qui vient d'être décrit, c'est celui de l'effort qui s'exerce sur un fil placé dans un champ magnétique et parcouru par un courant. Si le courant circule dans la même direction que la tension créée, la force qui s'exercera sur le fil sera de sens opposé à celui du mouvement. Autrement dit, si le conducteur de la figure 2-26 se déplace vers le haut, une force électromotrice y sera engendrée, tendant à produire un courant dirigé selon I E. Si ce courant peut circuler dans le conducteur, il fera naître une force qui tendra à s'opposer au mouvement. Ce fait découle du principe de la conservation de l'énergie, et explique la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique dans une dynamo. Notons que la force électromotrice produite ne dépend pas du courant, mais simplement de la valeur du flux magnétique et de la vitesse de rotation de la machine.

D'une façon analogue, le couple électromagnétique résistant ne dépend pas de la vitesse de la génératrice, mais de l'intensité du champ et de celle du courant.

La figure 2-27 donne le schéma de principe d'une dynamo à courant continu. Un anneau en fer est monté de façon à pouvoir tourner entre deux masses polaires. Le flux pénètre dans l'anneau du côté du pôle nord, et ressort du côté du pôle sud. Un bobinage est disposé autour de l'anneau comme l'indique la figure 2-27, chaque spire étant connectée à une lame de cuivre faisant partie d'un assemblage appelé collecteur. Ces lames sont isolées les unes des autres par des feuilles de mica, et tournées de façon à former un cylindre. Des balais en charbon établissent le contact avec les lames du collecteur en rotation.

Quand l'induit tourne, les conducteurs de la surface extérieure de l'anneau coupent le flux, et une force électromotrice y prend naissance. Les conducteurs se trouvant du côté du pôle nord donnent naissance à une tension sortant du plan de la figure. Toutes les tensions s'ajoutent, et la tension globale entre les balais est égale à la somme des tensions produites de ce côté de l'anneau. Les forces électromotrices qui naissent dans l'autre partie de l'anneau sont toutes dirigées dans le sens opposé au précédent, et elles s'ajoutent également. Pour les deux moitiés, le courant se dirigera donc vers le balai inférieur et sortira du balai supérieur.

Un examen attentif du diagramme montre que la rotation modifiera la position relative des différents conducteurs sur la surface périphérique de l'anneau, mais qu'elle ne changera pas la tension produite entre les balais. On obtient ainsi une dynamo à courant continu.

Si on connecte les balais à un circuit extérieur, un courant traversera ce circuit; le même courant traversera la machine en se divisant en deux courants égaux dans les deux côtés de l'anneau. Le courant dans les enroulements a le même sens que la tension engendrée, de sorte que la force qui s'exerce sur les conducteurs tend à s'opposer au mouvement et à ralentir la rotation. L'ensemble de ces forces résistantes doit être vaincu par un moteur d'entraînement dont le rôle est de fournir l'énergie mécanique qui sera transformée par la dynamo en énergie électrique.

Moteurs à courant continu.

Si la dynamo décrite ci-dessus est connectée à une ligne fournissant du courant continu, et que le moteur qui l'entraîne est débrayé, elle va d'abord

ralentir. Ensuite, la tension engendrée, qui est directement proportionnelle à la vitesse de rotation, va diminuer rapidement, et le courant produit par la tension extérieure passera dans la direction opposée à celle de la force électromotrice précédemment engendrée par la machine. Cette inversion donne naissance à une force qui s'exerce sur les conducteurs et qui a le même sens que le mouvement, ce qui explique pourquoi la machine continue à tourner. Couplons une charge quelconque, une pompe par exemple, à la

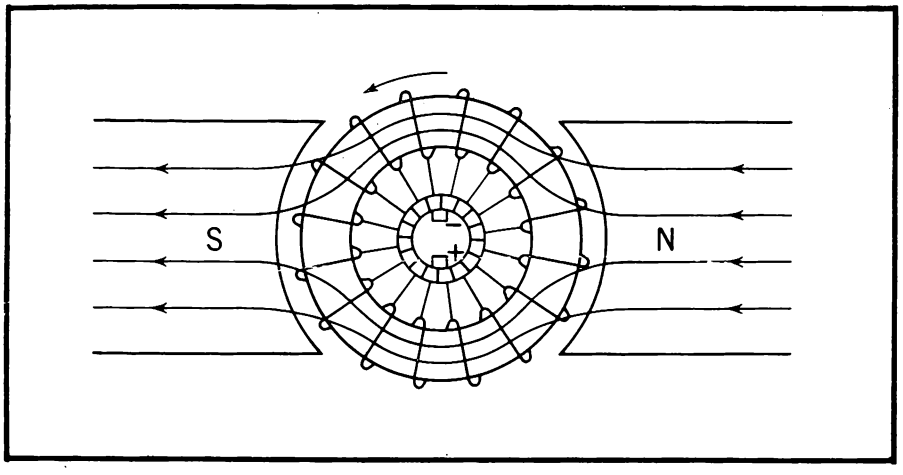


Fig. 2-27. — Schéma élémentaire d'un générateur à courant continu.

machine, elle ralentit davantage encore, le courant augmente, l'effort (ou *couple*) moteur augmente également, et la rotation continue. Quand une dynamo travaille dans ces conditions, elle devient un moteur à courant continu.

Convertisseurs.

Dans la radio, à l'émission principalement, on a souvent besoin de tensions continues très élevées, et la puissance demandée dépasse la capacité des accumulateurs courants. On emploie alors une génératrice à haute tension, mue par un moteur alimenté sous basse tension, à partir d'un accumulateur ordinaire.

Pour réduire le plus possible le poids de l'appareillage, on réunit habituellement les deux machines sur une même carcasse métallique.

L'enroulement moteur est constitué par quelques spires de gros fil, reliées à un collecteur d'un côté de la machine, alors que l'enroulement générateur, consistant en un grand nombre de spires en fil fin, est relié à un second collecteur situé à l'autre extrémité.

Dans la construction courante, on emploie des induits en tambour, et les conducteurs sont disposés dans des encoches.

Appareils de mesure.

Les applications pratiques des principes exposés précédemment dépendent en grande partie de la possibilité de mesurer les valeurs des courants, des tensions et des résistances en fonctionnement réel. Une brève

étude de la théorie et des principes de réalisation des appareils de mesure pour courant continu est donc d'un grand intérêt.

Presque tous les appareils à courant continu employés à l'heure actuelle sont basés sur un dispositif mis au point par *Arsène d'Arsonval* en 1881 (d'où leur nom de galvanomètre d'Arsonval). Le schéma de principe de ces appareils est indiqué sur la figure 2-28 et la figure 2-30 donne une vue « par transparence » d'un appareil commercial.

La partie principale de l'appareil est constituée par l'aimant permanent M, auquel sont fixées les pièces polaires P, en fer doux. Le noyau en fer doux C est tenu par des supports en métal non magnétique, eux-mêmes fixés aux pièces polaires. Cet ensemble constitue, entre les pièces polaires et le noyau, un entrefer qui est le siège d'un champ magnétique radial homogène.

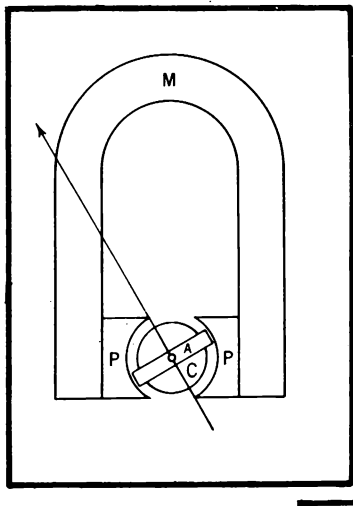


Fig. 2-28. — Schéma d'un appareil à cadre mobile, à aimant permanent.

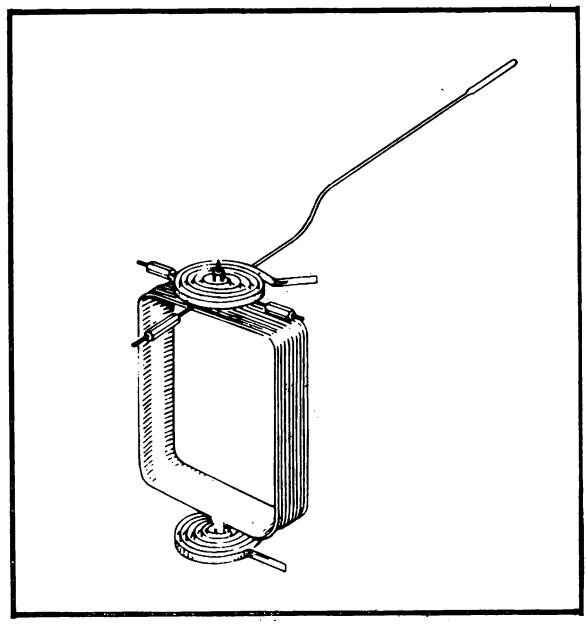


Fig. 2-29. — Equipage mobile d'un appareil à cadre.

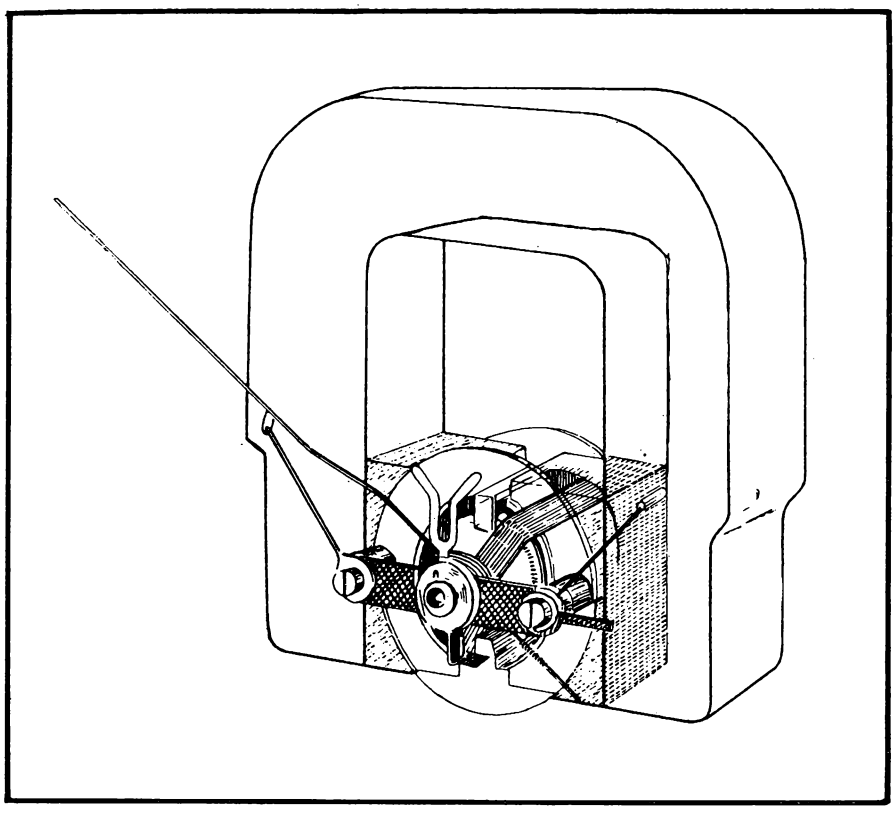


Fig. 2-30. — Vue en transparence d'un galvanomètre d'Arsonval.

Une bobine mobile, dite *cadre,* que représente la figure 2-29, est montée sur des pivots d'horlogerie de façon à pouvoir tourner avec un frottement négligeable. La bobine elle-même se compose de nombreuses spires de fil fin, et deux ressorts de rappel en forme de spirale la maintiennent à la position zéro, en l'absence de courant. Ces ressorts servent également comme connexions électriques de la bobine mobile. Une aiguille équilibrée par un contrepoids indique, sur un cadran gradué, la position de celle-ci.

Quand la bobine est parcourue par un courant, le couple électromagnétique créé lui imprime une rotation dont l'angle est limité par la tension des ressorts. Elle est proportionnelle à la force exercée, et, par conséquent, aussi à l'intensité du courant qui parcourt la bobine. L'appareil de mesure pour courant continu est donc normalement un ampèremètre. Il est facile, cependant, de le faire fonctionner en voltmètre ou en ohmmètre à l'aide de circuits auxiliaires.

Ampèremètre.

L'appareil qui vient d'être décrit permet d'obtenir une déviation appréciable de l'aiguille avec un courant extrêmement faible. On emploie donc une résistance de très petite valeur pour laisser passer la majeure partie du courant, et on branche l'appareil en parallèle sur cette résistance, dite *shunt.*

Au moyen de shunts de différentes valeurs, le même appareil peut servir à mesurer des courants de différents ordres de grandeur.

Voltmètre.

En plaçant, en série avec l'appareil, une résistance de forte valeur, la tension aux bornes d'un circuit peut être déterminée en mesurant le courant qui parcourt cette résistance. Différentes échelles de mesure peuvent être obtenues en ajoutant d'autres résistances en série.

Ohmmètre.

En disposant dans le boîtier de l'appareil de mesure une petite pile, et en branchant en série avec la pile et l'appareil une résistance de valeur suffisante pour limiter la déviation au maximum de l'échelle quand les bornes sont court-circuitées, on obtient le fonctionnement en ohmmètre. En effet, si une résistance est connectée aux bornes, l'aiguille se place à une position intermédiaire entre le zéro et le maximum, et un étalonnage convenable permet de déterminer la valeur d'une résistance d'après la position de l'aiguille.

Exemple. — L'un des types d'appareils les plus courants donne la déviation totale de l'aiguille pour un courant de 1 mA, avec une tension de 1 V aux bornes. La résistance interne de cet appareil est donc de 1000 Ω; sans résistances auxiliaires, il ne peut servir que comme un voltmètre de 1 V, ou comme un milliampèremètre de 1 mA.

Exemple. — Echelles de mesures des courants. Ajoutons un shunt de 111 Ω à l'appareil ci-dessus, sa lecture totale sera maintenant de 10 mA. Avec un shunt de 1 Ω, la lecture totale sera de 1 A.

Exemple. — Echelles de mesures des tensions. Avec une résistance série de 9000 Ω, la résistance totale sera de 10 000 Ω, et la tension pour la totalité de l'échelle sera de 10 V. Pour une résistance extérieure de 99 000 Ω, cette tension sera de 100 V.

Exemple. — Circuits d'ohmmètre. Une résistance de 2000 Ω, en série avec une pile de 3 V, donnera la déviation totale de l'aiguille avec les bornes court-circuitées. Mais si ces bornes sont reliées par une résistance de 3000 Ω, la déviation sera moitié de la précédente; cette déviation peut donc être marquée 3000 Ω. Pour changer l'échelle de lecture, on emploie des résistances auxiliaires série et parallèle. Des appareils de ce genre sont couramment employés dans les essais de matériel radio-électrique.

Quelques aspects de la pratique des circuits.

Nous avons laissé ces quelques questions concernant la pratique des circuits pour la fin de ce chapitre, afin de permettre aux lecteurs de bénéficier des éléments acquis précédemment. L'une de ces questions est la dissipation des résistances, et son importance suivant la nature des circuits où elles sont employées. Souvent, une résistance de très forte valeur ne fera passer qu'un faible courant. En général, les résistances sont classées en fonction de leur « wattage », c'est-à-dire de la puissance en watts qu'elles peuvent dissiper sans échauffement exagéré. Etant donné que cette puissance est égale à E^2/R, et que la tension aux bornes de la résistance est connue, ou peut être mesurée facilement, il est aisé de déterminer si la puissance dissipée est inférieure ou non à la valeur limite indiquée par le fabricant. Nombreux sont les circuits, en radio, où des puissances égales ou inférieures à 1 W

suffisent, mais il y a des cas où des puissances beaucoup plus considérables sont nécessaires.

Un soin particulier doit être apporté au calcul des diviseurs de tension, si l'on veut éviter des échauffements indésirables. Examinons le circuit classique de la figure 2-31. Les puissances demandées pour les différents tubes sont indiquées, et les résistances nécessaires sont déterminées.

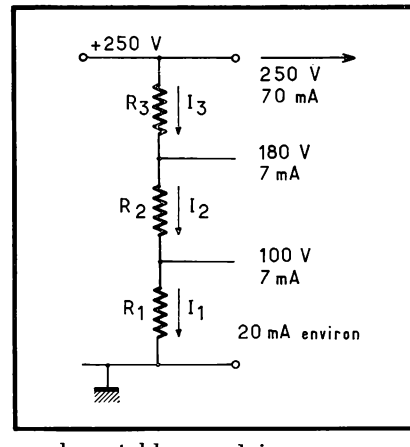


Fig. 2-31. — Diviseur de tension.

Exemple. — Pour rendre la tension plus stable, on laisse passer un courant permanent I_1 de 20 mA environ dans une résistance R_1. On demande de déterminer les valeurs des résistances et leur dissipation.

$$R_1 = \frac{E_1}{I_1} = \frac{100}{0{,}02} = 5000\ \Omega.\quad P = E\,I = 100 \times 0{,}02 = 2\ W.$$

Déterminons maintenant la valeur de R_2. Le courant dans R_2 comporte le courant de 20 mA dans R_1, auquel s'ajoute le courant de 7 mA qui doit être fourni sous 100 V; on a donc :

$$I_2 = 0{,}020 + 0{,}007 = 0{,}027\ A;$$
$$E_2 = 180 - 100 = 80\ V;$$
$$R_2 = \frac{E_2}{I_2} = \frac{80}{0{,}027} = 3000\ \Omega;$$
$$P = E\,I = 80 \times 0{,}027 = 2{,}2\ W.$$

Finalement, R_3 est calculée d'une manière analogue :

$$I_3 = 0{,}027 + 0{,}007 = 0{,}034\ A;$$
$$E_3 = 250 - 180 = 70\ V;$$
$$R_3 = \frac{E_3}{I_3} = \frac{70}{0{,}034} = 2000\ \Omega;$$
$$P = 70 \times 0{,}034 = 2{,}5\ W.$$

Notons que les valeurs des résistances ont été arrondies aux valeurs courantes qu'on trouve dans le commerce.

Remarque sur l'emploi du voltmètre.

Etant donné que de nombreuses résistances employées dans les montages radio-électriques ont des valeurs très élevées, un voltmètre branché en parallèle sur elles risque de modifier très notablement la tension que l'on se

propose de mesurer. Dans de nombreux appareils, dits contrôleurs universels, le courant nécessaire à produire la déviation totale est très faible, de l'ordre de 50 μA. Sur ces appareils, une échelle de 500 V correspond à une résistance série de 10 MΩ. Un appareil de ce type donnera donc des résultats corrects, alors qu'un appareil qui demande 1 mA pour la déviation totale de l'aiguille fournirait des indications fausses. D'une manière générale, lorsque la résistance du voltmètre est connue, il est possible de déterminer son action sur le circuit.

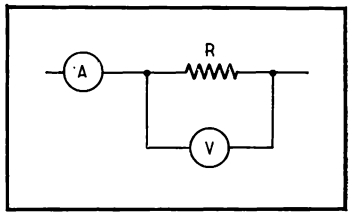


Fig. 2-32. — Détermination d'une résistance à l'aide d'un ampèremètre et d'un voltmètre.

Exemple. — Une résistance doit être déterminée en employant un voltmètre et un ampèremètre, sachant que la résistance du voltmètre est de 100 000 Ω. Le schéma de la figure 2-32 est réalisé, et l'on obtient les lectures suivantes : ampèremètre, 1,4 mA; voltmètre, 100 V. Selon la loi d'Ohm, le courant qui traverse le voltmètre est de 1 mA. Comme le courant dans le milliampèremètre comprend ce courant, le courant qui traverse la résistance inconnue est de 0,4 mA. D'où la valeur de cette résistance :

$$R = \frac{E}{I} = \frac{100}{0{,}000\,4} = 250\,000\ \Omega.$$

Réponses aux exercices.

2-1. — (a) 7 Ω; (b) 6,33 Ω.
2-2. — 105 Ω; 31,5 V.
2-3. — 218 000 Ω.
2-4. — 7 A; 14,28 Ω.
2-5. — 5,64 A; 73,2 %.
2-6. — 2,308 Ω; 947 Ω.
2-7. — 13,29 A; 4 A.
2-9. — 12,5 A; 3,125 A.
2-10. — $E_{ab} = 39{,}3$ V; $E_{bc} = 180{,}7$ V.
2-11. — $E_{ab} = 70{,}9$ V.

CHAPITRE III

CIRCUITS A COURANTS ALTERNATIFS

Courants alternatifs.

Nous avons étudié, dans le chapitre précédent, les circuits parcourus par des courants continus. Bien que les circuits à courant continu soient d'une grande importance dans les applications radio-électriques, les systèmes à courant alternatif ont une importance égale, sinon plus grande. On dit qu'un courant ou une tension sont alternatifs lorsque leur sens change périodiquement. En d'autres termes, le flux d'électrons se dirige d'abord dans un sens et ensuite dans l'autre, cette inversion se produisant à intervalles réguliers.

La fréquence à laquelle le cycle entier se déroule peut être de 50 par seconde comme dans les réseaux électriques français (aux Etats-Unis la fréquence du secteur est de 60 p/s), de 20 à 10 000 p/s (dans le cas des ondes musicales), et jusqu'à plusieurs millions de périodes par seconde (dans le cas des ondes utilisées dans les télécommunications et dans d'autres domaines).

Les fréquences basses des courants industriels et les très hautes fréquences radio-électriques sont approximativement de forme sinusoïdale; ce sont donc les courants sinusoïdaux qui seront d'abord étudiés dans ce chapitre. Les courants dont la forme, plus complexe, reproduit la musique et la parole y seront étudiés dans la dernière partie.

Représentation graphique des ondes sinusoïdales.

La théorie des circuits radio-électriques est presque entièrement basée sur la notion de la fonction sinusoïdale, il est donc très utile d'étudier cette notion de la manière la plus complète et la plus claire.

On a montré dans le chapitre I que la fonction sinusoïdale pouvait être représentée à partir d'un rayon-vecteur tournant (voir la fig. 3-1). Nous allons reprendre une fois encore cette notion importante. Le rayon O R, de longueur unité, projeté sur l'axe vertical, donne l'ordonnée de la sinusoïde, alors que que son angle α, en radians, porté sur l'axe horizontal, fournit l'abscisse. La flèche à l'extrémité de O R indique simplement qu'il s'agit d'un rayon-vecteur. Quand un courant varie de telle sorte qu'à chaque instant son amplitude est représentée en fonction du temps par une sinusoïde, la courbe de la figure 3-1 donne une représentation graphique de ce courant. Supposons, par exemple, que la valeur maximum du courant soit de 10 A, et que sa valeur instantanée passe de zéro au maximum positif, de celui-ci au maximum négatif, et revient ensuite au zéro en effectuant le cycle entier en 1/60e de seconde. On peut construire sa courbe représentative en faisant tourner un rayon-vecteur, de longueur égale à 10, à la vitesse de 60 tours par seconde. C'est ce qui a été fait sur la figure 3-2, qui est identique à la figure 3-1, sauf

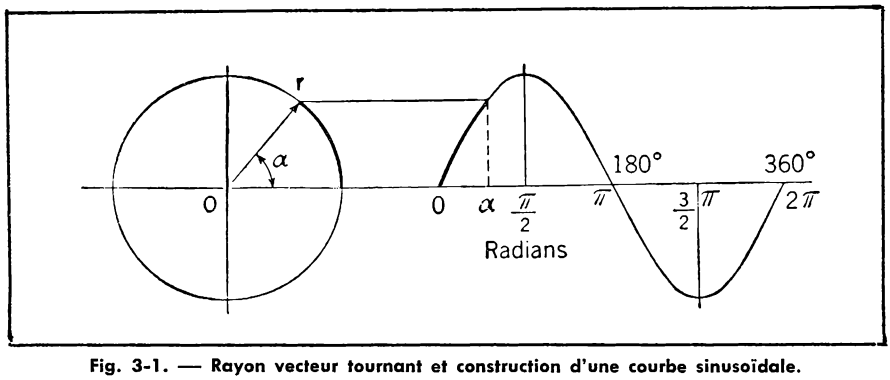


Fig. 3-1. — Rayon vecteur tournant et construction d'une courbe sinusoïdale.

que deux nouvelles échelles ont été introduites, la première pour la longueur des rayons-vecteurs, et la seconde pour sa vitesse, qui est de 2 π × 60 radians par seconde. La sinusoïde elle-même est tracée avec un axe horizontal repéré en secondes (il aurait pu être gradué en radians, en se rappelant qu'une rotation de 2 π radians est effectuée en 1/60e de seconde. Le nombre des cycles complets qui ont lieu en une seconde s'appelle la *fréquence*. La fréquence de 60 cycles par seconde ou périodes/seconde (p/s) ou hertz (Hz) est celle des réseaux de distribution d'électricité aux Etats-Unis.

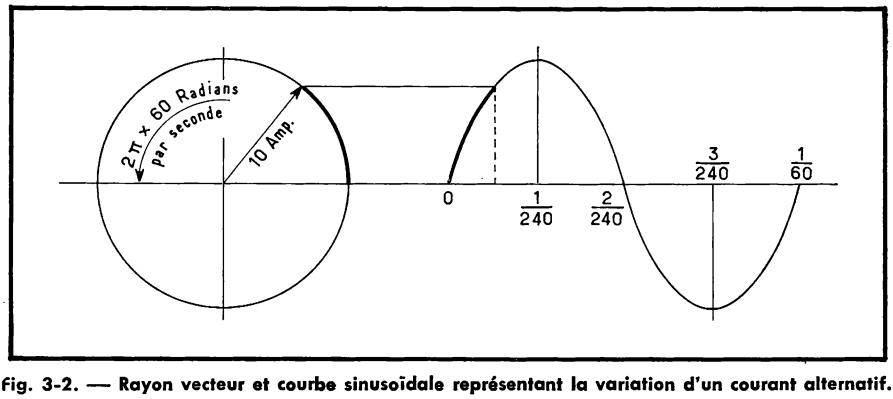


Fig. 3-2. — Rayon vecteur et courbe sinusoïdale représentant la variation d'un courant alternatif.

Addition des courants alternatifs.

Il n'est pas possible d'additionner les courants alternatifs comme les courants continus, car ils n'atteignent pas toujours leurs valeurs maxima au même instant dans les différentes branches d'un circuit. Pour bien comprendre cette différence, considérons un circuit où un courant de 5 A vient s'ajouter au courant qui le parcourait avant, et qui était de 10 A. Les deux courants ont la même fréquence (60 p/s), mais le courant de 5 A atteint

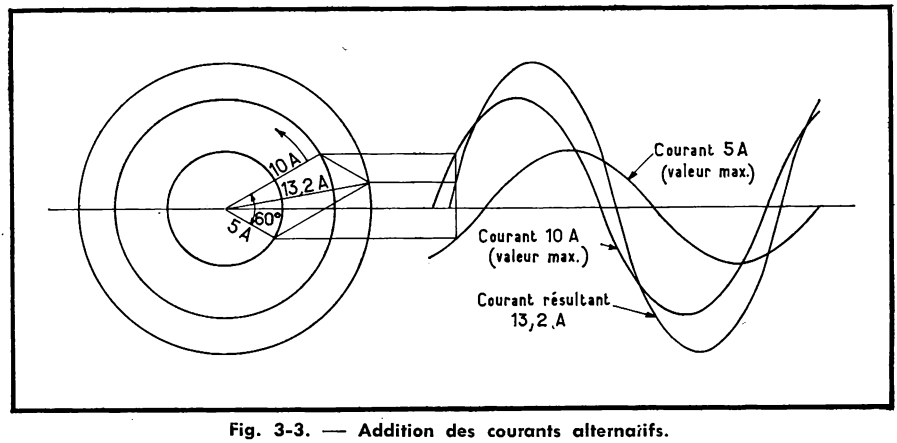


Fig. 3-3. — Addition des courants alternatifs.

sa valeur maximum à 60°, ou $\pi/3$ radians, après le courant de 10 A. Les valeurs instantanées des deux courants, ainsi que les sommes de ces valeurs instantanées, sont représentées sur la figure 3-3, où le rayon-vecteur du courant de 5 A est disposé à 60° en arrière de celui de 10 A. On voit que le résultat de l'addition est une sinusoïde, et ce résultat nous amène à considérer une propriété importante des fonctions sinusoïdales : la somme de deux sinusoïdes est une troisième sinusoïde. D'autre part, on peut démontrer que cette nouvelle fonction s'obtient à partir de la diagonale du losange construit avec les deux rayons-vecteurs composants, prise comme nouveau rayon-vecteur.

On voit d'après ce qui précède que ni la sinusoïde tracée, ni le rayon-vecteur ne donnent à eux seuls la représentation complète d'un courant alternatif. Suivant les cas, l'une ou l'autre de ces notions permet de mieux dégager les propriétés des quantités variables étudiées. Dans ce qui suit, nous allons utiliser l'une ou l'autre; rarement le besoin se fera sentir d'utiliser les deux représentations dans le même problème. Le diagramme sinusoïdal, aussi bien que le diagramme vectoriel, est particulièrement commode pour montrer les relations d'amplitude et de phase des courants et des tensions qui interviennent dans un problème; dans ce cas on emploie des échelles différentes pour les courants et les tensions.

Circuits à courant alternatif avec résistance pure.

Quand une tension alternative est appliquée à un circuit ne comportant qu'une résistance, telle une lampe ou un filament, le courant est sinusoïdal, et atteint son maximum lorsque la tension atteint sa valeur maximum. Ainsi donc la loi d'Ohm s'applique, à chaque instant, aussi bien dans les circuits

à courant alternatif que dans les circuits à courant continu. Le diagramme de la figure 3-4 permet de bien s'en rendre compte. De plus, une courbe a été construite, en calculant pour chaque instant le produit du courant par la tension. Ce produit est égal à la puissance instantanée et l'on voit qu'il varie du zéro au maximum, et du maximum au zéro, deux fois dans chaque cycle.

Valeurs moyenne, efficace et de crête des courants alternatifs.

Jusqu'ici, nous avons parlé des courants alternatifs en spécifiant leur valeur maximum (ou de crête). Il peut en résulter certaines confusions lorsqu'on détermine la puissance moyenne. En effet, seule la puissance de crête est égale au produit de la tension maximum par le courant maximum :

$$P_{crete} = E_{max} \times I_{max}.$$

La puissance instantanée, d'où nous déduirons la puissance moyenne, est représentée sur la figure 3-4, où l'on voit que c'est une sinusoïde de fréquence double. Une droite horizontale passant par le milieu de cette sinusoïde donne la puissance moyenne, qui est égale à la moitié de la puissance de crête. Cette proposition est vérifiée graphiquement, en constatant que la surface hachurée en traits croisés *m* est égale à celle hachurée en traits simples *n*. Comme la surface comprise entre la courbe représentative de l'onde et l'axe des abscisses donne la mesure de l'énergie, il est clair que la puissance moyenne est donnée par la droite qui délimite une surface égale

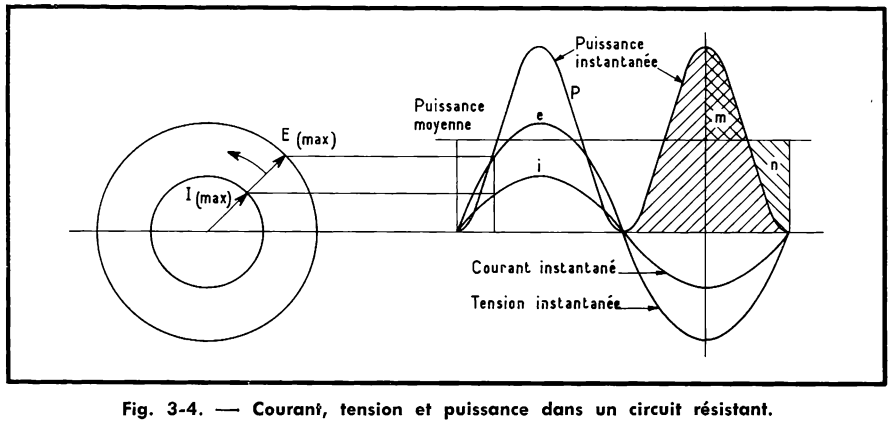


Fig. 3-4. — Courant, tension et puissance dans un circuit résistant.

à celle de la courbe représentative de l'onde. La puissance moyenne pour un circuit ne comportant qu'une résistance pure peut donc être exprimée par la formule :

$$P_{moy} = \frac{E_{max} \times I_{max}}{2} = \frac{E_{max}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}.$$

Les quantités $E_{max}/\sqrt{2}$ et $I_{max}/\sqrt{2}$ sont les valeurs du courant et de la tension dont le produit fournit la puissance moyenne; on les appelle, pour cette raison, valeurs *efficaces* du courant et de la tension. Notons tout

de suite qu'un courant dont la valeur maximum serait de 10 A aurait pour valeur efficace :

$$I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{10}{\sqrt{2}} = 7{,}07 \text{ A.}$$

On peut parvenir à la notion de la valeur efficace d'une manière différente. Comme il est utile d'avoir $P = I^2 R$ en courant alternatif, aussi bien qu'en courant continu, l'intensité I en courant alternatif doit être déterminée de façon à obtenir la même puissance moyenne qu'en courant continu. La puissance instantanée étant $i^2 R$, où i est l'intensité instantanée, la moyenne des valeurs i^2 sur une demi-période doit être égale à I^2. La table 3-1 donne cette moyenne pour un courant de I_{max} 10 A. On trouve une valeur moyenne de 50 et sa racine carrée est 7,07 A. On retrouve donc le résultat précédent. Disons, dès maintenant, que l'emploi des valeurs efficaces est absolument général, et que toutes les fois où le contraire n'est pas précisé, les valeurs indiquées sont des valeurs efficaces. De même, à moins d'une indication spéciale, les appareils de mesure sont gradués en valeurs efficaces.

Dans certaines applications, dans les redresseurs d'alimentation par exemple, la véritable mesure de l'efficacité d'un courant est fournie par le débit moyen; dans ces cas, on emploie la moyenne d'une seule alternance. Comme on le voit dans la table 3-1, un courant continu de 0,636 A donnera un débit global équivalant à un courant alternatif redressé de valeur maximum égale à 10 A. Le courant alternatif moyen est donc égal à 0,636 de sa valeur maximum.

Table 3-1

Détermination des valeurs moyennes et valeurs efficaces d'un courant sinusoïdal dont la valeur maximum est de 10 ampères

Degrés	i (ampères)	i^2
10	1,74	3,03
20	3,42	11,79
30	5,00	25,00
40	6,43	41,35
50	7,66	58,67
60	8,66	75,00
70	9,40	83,36
80	9,86	97,22
90	10,00	100,00
100	9,86	97,22
110	9,40	83,36
120	8,66	75,00
130	7,66	58,67
140	6,43	41,35
150	5,00	25,00
160	3,42	11,79
170	1,74	3,03
180	0,00	0,00
Somme	114,34	900,8
Moyenne	6,36	50,0

Courant continu équivalent = $\sqrt{50}$ = 7,07 A.

Vitesse de variation d'un courant sinusoïdal.

Une donnée importante à connaître, quand on étudie les circuits à courants alternatifs, est la vitesse de variation du courant. Elle est obtenue simplement en prenant une variation du courant et en la divisant par la variation de temps correspondante. Le rapport obtenu est la *pente* de la sinusoïde. Dans la figure 3-5, nous avons représenté le courant de 10 A étudié

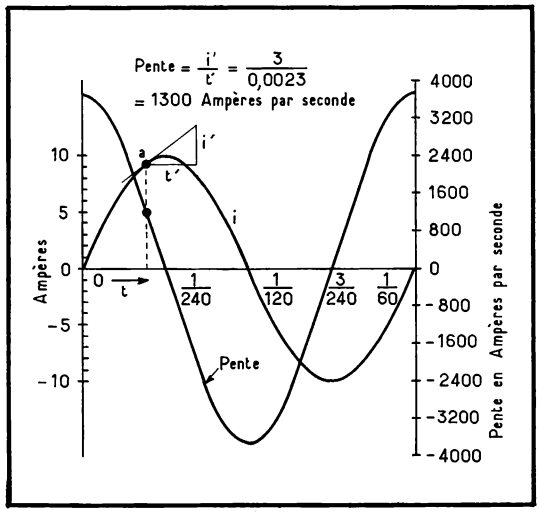


Fig. 3-5. — Vitesse de variation du courant alternatif.

plus haut. En traçant, en *a*, la tangente à la courbe, on peut calculer la pente en divisant la distance *i'*, en ampères, par la distance *t'* en secondes. Si on effectue la même opération pour une série d'autres points, on peut tracer la courbe donnant la pente en fonction du temps. Cette courbe sera encore une sinusoïde, mais décalée de 90° par rapport à celle qui représente le courant, et cela constitue une nouvelle propriété importante de la fonction sinusoïdale. La valeur maximum de la courbe représentative de la pente est égale à $2\pi f$ fois la valeur maximum du courant, f étant la fréquence. Cela s'explique si l'on remarque que la vitesse de variation, quand le courant passe par zéro, est donnée par la vitesse de l'extrémité du rayon-vecteur. Or, cette vitesse s'obtient en multipliant sa vitesse angulaire, qui est de $2\pi f$ radians par seconde, par sa longueur, qui est égale à la valeur maximum du courant. Cette relation est à la base du calcul de la réactance dans les circuits à courant alternatif.

Ondes sinusoïdales dans la nature.

Le fait que la vitesse de variation d'une sinusoïde est représentée par une autre sinusoïde, décalée de 90° par rapport à la première, est l'une des principales raisons pour lesquelles on rencontre si fréquemment cette f nction dans l'étude des phénomènes naturels.

Lorsqu'on jette un caillou dans une eau tranquille, les vagues qui naissent ont une forme sinusoïdale. Un diapason donne un son, c'est-à-dire une variation sinusoïdale de la pression atmosphérique, en fonction du temps. Le pendule d'une horloge transforme son énergie potentielle en énergie cinétique, et inversement, au cours de son mouvement sinusoïdal. De même,

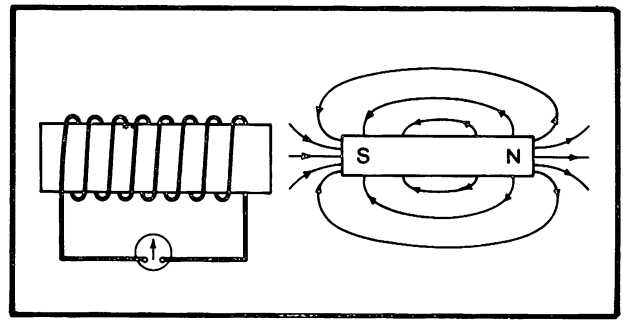


Fig. 3-6. — Une bobine et un barreau aimanté.

une lame fixée par un bout et chargée d'un poids à l'autre extrémité, oscille suivant une loi sinusoïdale, en faisant passer son énergie de tension interne en énergie cinétique, et vice versa. Les oscillations d'un circuit accordé d'appareil de radio sont également de forme sinusoïdale. D'une manière générale, on peut dire que les oscillations électriques ne sont qu'un cas particulier, parmi les nombreux phénomènes où se manifestent les variations sinusoïdales.

Inductance.

Une bobine de fil possède une propriété très importante qui s'appelle *inductance*. Nous l'étudierons en faisant d'abord quelques expériences simples, comme le firent, il y a une centaine d'années, les savants qui posaient les fondements de la science électrique. Supposons qu'un fil soit enroulé sur un tube en carton, comme l'indique la figure 3-6, les extrémités

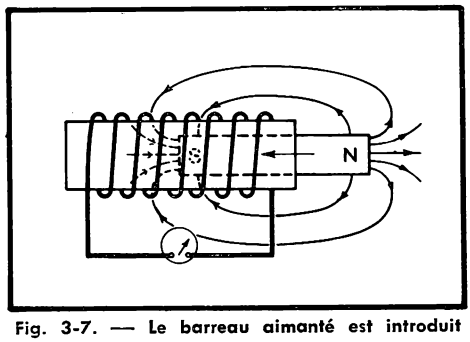


Fig. 3-7. — Le barreau aimanté est introduit dans la bobine.

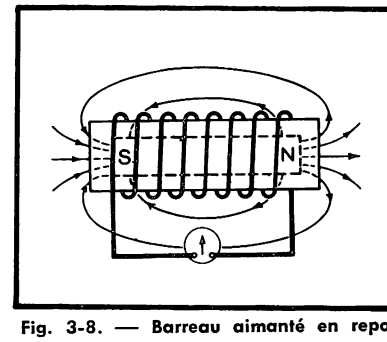


Fig. 3-8. — Barreau aimanté en repos dans la bobine.

du fil étant reliées à un galvanomètre sensible. Si nous introduisons rapidement dans la bobine un barreau aimanté (fig. 3-7), nous verrons l'aiguille du galvanomètre dévier brusquement vers la droite, indiquant qu'une force électromotrice a été engendrée dans la bobine. Si ensuite l'aimant reste au repos dans la bobine, comme sur la figure 3-8, aucun courant n'est décelé par le galvanomètre. Mais en le retirant brusquement, on constate une nouvelle déviation de l'aiguille, à gauche cette fois-ci (fig. 3-9). Le sens de la force électromotrice créée est donc inverse du précédent.

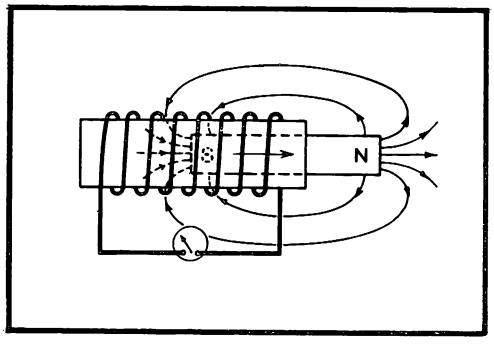


Fig. 3-9. — Le barreau aimanté est retiré de la bobine.

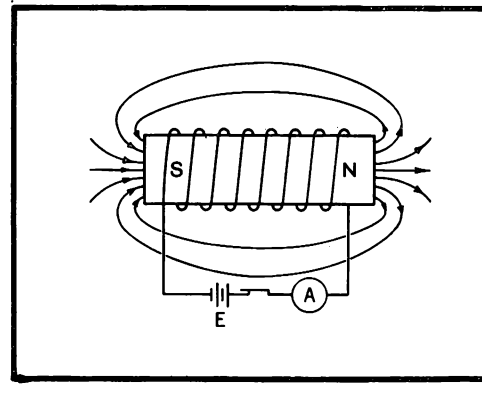


Fig. 3-10. — Champ magnétique d'une bobine parcouru par un courant.

Loi de Lenz.

Plusieurs conclusions peuvent être formulées à la suite de ces expériences. Tout d'abord, nous venons de voir que le déplacement d'une bobine dans un champ magnétique engendre une force électromotrice dans la bobine, et que le signe de cette force électromotrice dépend du sens du déplacement. D'autre part, on peut montrer que le sens du courant est tel que la force électromagnétique qu'il provoque tend à s'opposer au mouvement de l'aimant. Cette règle porte le nom de loi de LENZ. Elle trouve de nombreuses applications dans l'étude de l'électricité. Enoncée sous une forme plus générale, elle devient : *Lorsqu'une force électromotrice est induite dans une bobine par la variation d'un champ magnétique par rapport à cette bobine, le sens de la force électromotrice est tel que le courant qui en résulte tend à s'opposer à la variation qui lui a donné naissance.*

Nous avons observé un phénomène analogue au chapitre II, où la force qui s'exerçait sur les enroulements d'un générateur était dirigée de façon à s'opposer au mouvement. Nous nous servirons souvent, dans ce qui suit, de la loi qui vient d'être énoncée.

Valeur de la force électromotrice induite.

En observant soigneusement l'aiguille du galvanomètre au cours de l'expérience des figures 3-6 et 3-9, on constate que ses déviations sont proportionnelles à la vitesse du mouvement de l'aimant par rapport à la bobine.

Autrement dit, la tension induite dans la bobine est proportionnelle à la vitesse de variation du flux. La même expérience, répétée avec une bobine comportant deux fois moins de spires, donnerait une déviation du galvanomètre deux fois plus faible, en supposant bien entendu que la vitesse à laquelle on déplace l'aimant soit restée la même. Donc, la tension induite est proportionnelle à la vitesse de variation du flux et au nombre des spires de la bobine.

Le galvanomètre du circuit précédent étant remplacé par une pile, un ampèremètre et un interrupteur, commençons par fermer l'interrupteur. Le courant s'établit dans le circuit, et un champ magnétique est créé comme l'indique la figure 3-10. Ce champ est analogue à celui de la figure 3-8, et il

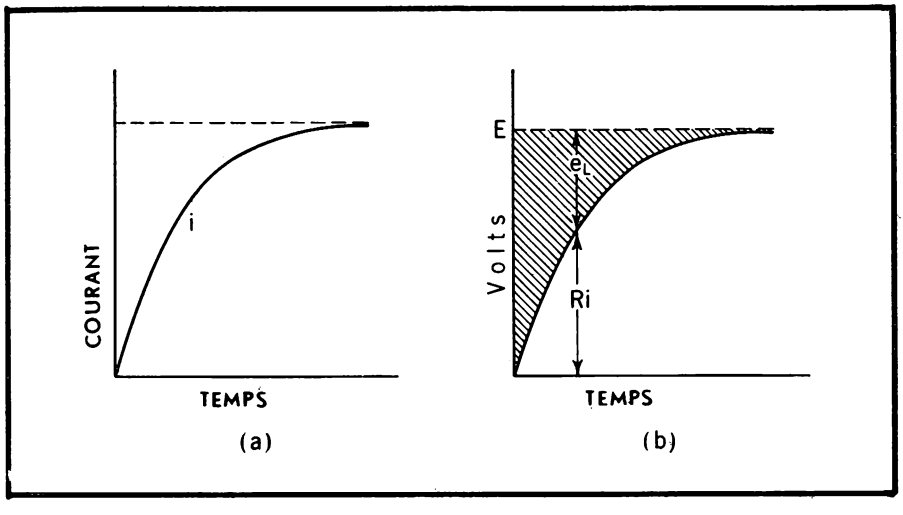


Fig. 3-11. — Régime transitoire dans un circuit inductif. En a, montée du courant ; en b, distribution des tensions.

semble normal de s'attendre à des réactions pareilles à celles qui ont été observées dans l'expérience de l'aimant. Il est facile de déceler ces réactions en introduisant dans le circuit un ampèremètre n'ayant qu'une faible inertie, et pouvant répondre presque instantanément à une variation de courant. Un tel appareil montre que le courant n'atteint pas brusquement la valeur déterminée par la résistance du circuit, mais qu'il croît progressivement, comme le montre la figure 3-11 *a*. Dans une bobine ne comportant que quelques spires, le courant atteindra sa valeur définitive après un temps qui sera inférieur à 0,01 s; dans les bobinages d'une grosse dynamo, ce temps peut aller jusqu'à plusieurs secondes. Dans tous les cas, les expériences confirment les prévisions et montrent qu'une réaction existe.

Si on trace la courbe de la chute de tension I R en fonction du temps, on s'aperçoit qu'il existe une différence bien définie entre I R et la tension appliquée au circuit. Cette différence, indiquée par la surface hachurée de la figure 3-11 *b*, s'appelle la tension de *self-induction*. Son symbole est e_L, *e* étant le symbole d'une tension instantanée et l'indice L se rapportant aux inductances.

En étudiant de plus près les résultats de la figure 3-11, on constate que la tension de self-induction est proportionnelle à la vitesse à laquelle le

courant croît. D'après l'expérience de l'aimant permanent, on pouvait prévoir ce résultat. Comme le flux dépend directement du courant, il est naturel, en effet, d'après la loi de Lenz, que la force contre-électromotrice de self-induction dépende de la vitesse de variation du courant. Ce fait est très important, et il en découle une série de conséquences concernant la réactance inductive des bobines parcourues par un courant alternatif.

Energie emmagasinée dans un champ magnétique.

Le moment est venu d'étudier certaines relations ayant trait à l'énergie d'une bobine et de son champ magnétique. L'énergie fournie à la bobine de la figure 3-11 est donnée par :

$$P = E\,i.$$

Mais on a :

$$E = i\,R + e_L.$$

d'où il résulte que :

$$P = i\,(i\,R + e_L) = e_L\,i + i^2\,R.$$

et :

$$e_L\,i = P - i^2\,R.$$

La quantité $i^2\,R$ représente la puissance perdue en chaleur dans la composante résistive de la bobine (due à la résistance ohmique du fil) ; on est donc forcé d'admettre que l'énergie qui reste, et qui est représentée par $e_L\,i$, est emmagasinée dans le champ magnétique.

L'expérience montre que cette énergie est emmagasinée dans le champ magnétique à peu près de la même manière que l'énergie cinétique est emmagasinée dans un gros volant qui tourne. Pour s'en convaincre, il suffit de connecter (fig. 3-12) un bobinage à noyau de fer, ayant une forte inductance, en série avec une pile et un interrupteur, une lampe étant montée en parallèle sur l'ensemble. On choisira une lampe de tension légèrement supérieure à celle que donne la pile, de façon qu'elle soit éteinte ou brille faiblement quand l'interrupteur est fermé. En ouvrant l'interrupteur, la lampe s'illumine fortement pendant un instant, et s'éteint ensuite. L'énergie nécessaire pour faire briller la lampe a été fournie par le champ magnétique qui produisait un courant tendant à le maintenir. Le seul trajet possible étant le filament de la lampe, celle-ci s'est éclairée fortement pendant un instant.

On peut dire qu'un champ magnétique tend à s'opposer à une modification de son état, en créant (par cette modification même) une force électromotrice dans les fils qui l'entourent. La direction du courant qui prend alors naissance (dans un circuit fermé) tend à s'opposer à la modification du champ. La définition de l'unité d'inductance en découle :

Une bobine possède une inductance de 1 *H lorsqu'une variation de courant de* 1 *A par seconde produit à ses bornes une tension de* 1 *V.*

Valeur de l'inductance.

L'inductance d'une bobine est une caractéristique physique de la bobine et de son circuit magnétique, tout comme l'inertie d'un volant est la caractéristique physique dépendant de ses dimensions, de sa forme et du matériau dont il est construit. Si on ajoute des spires à la bobine sans modifier sensiblement ses dimensions, on constate que le champ magnétique augmente en proportion du nombre des spires. Mais ce champ magnétique plus fort agit à son tour sur un nombre de spires plus grand. La tension induite augmentera donc en fonction du champ magnétique accru *et du nombre de spires,* donc

en fonction du *carré* du nombre de spires. Lorsqu'on désire changer l'inductance d'une bobine ayant un nombre de spires connu, on peut employer la formule approximative suivante :

$$L = K T^2,$$

où K est une constante et T le nombre de spires. Si on double le nombre de spires, l'inductance est quatre fois plus forte; si le nombre de spires est triplé, l'inductance augmente neuf fois.

Quand on désire avoir de très fortes valeurs d'inductance, et lorsque la fréquence n'est pas très élevée, on place la bobine sur un noyau de fer. Nous avons vu, au chapitre II, que le fer fait passer le flux magnétique à plusieurs milliers de fois sa valeur dans l'air. Par conséquent, un noyau de fer augmentera l'inductance d'une bobine dans les mêmes proportions. Comme le flux dans le fer n'est pas directement proportionnel au courant

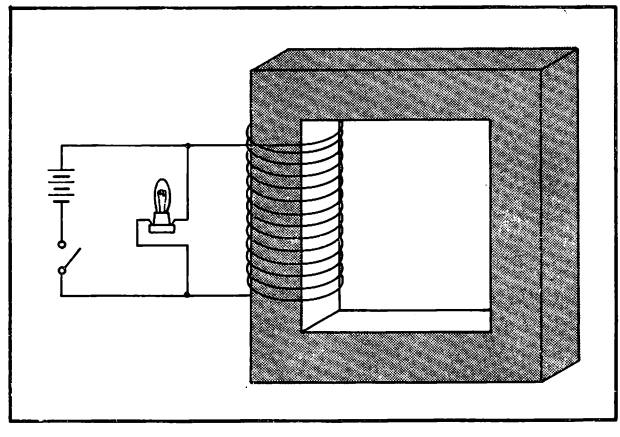


Fig. 3-12. — Energie emmagasinée dans le champ magnétique d'un transformateur.

de la bobine (voir la courbe de la fig. 2-24), on ménage habituellement dans le circuit magnétique un espace d'air (dit *entrefer*) qui rapproche la relation entre le flux et le courant de la proportionnalité. Cette disposition rendra l'inductance à peu près constante pour une variation étendue du courant de charge. A chaque cycle du courant alternatif correspond une dissipation d'énergie dans le fer, ce qui conduit à des pertes excessives quand la fréquence croît. Au-delà de 10 000 p/s, on ne rencontre plus guère de noyaux en fer ordinaire; mais le fer divisé est souvent utilisé aux fréquences plus élevées.

Réactance inductive.

Lorsqu'un courant alternatif traverse une bobine d'inductance L, la tension de self-induction peut être étudiée au moyen du diagramme de la figure 3-13. Le courant instantané est représenté ici par la courbe représentative de l'onde, d'une part, et par le rayon-vecteur, d'autre part. D'après la figure 3-5, la vitesse de variation d'un courant sinusoïdal est représentée par une autre sinusoïde, décalée de 90° par rapport à celle qui représente le courant. Par ailleurs, quand nous avons défini le henry comme unité d'inductance, la tension instantanée de self-induction a été désignée comme étant le produit de l'inductance en henrys par la vitesse de variation du courant

en ampères par seconde. Si nous revenons à la figure 3-5, la valeur maximale de cette vitesse de variation est $2\pi f I_{max}$.

La tension maximale de self-inductance sera donc :

$$E_{L\ (max)} = 2\pi f I_{max} L,$$

et elle se produira à l'instant où le courant passera par zéro. Nous avons déjà vu que le sens de cette tension sera tel que le courant auquel elle donne naissance tendra à s'opposer à la variation du flux. A l'instant qui correspond à la position des rayons-vecteurs de la figure 3-13, le courant croît. Le courant qui tend à s'opposer à la variation du flux est de signe négatif, et la tension de self-induction est donc également de signe négatif. Cette tension, désignée sur la figure 3-13 par le symbole e_L, est représentée par une sinusoïde passant par un minimum négatif égal à $2\pi f I_{max} L$, en même temps que le courant passe par zéro, en allant des valeurs négatives aux valeurs positives. Cette sinusoïde est celle de la vitesse de variation du courant, changée de signe, de sorte qu'on écrit habituellement que la tension de self-induction est égale au produit, changé de signe, de la vitesse de variation du courant par l'inductance :

$$E_{L\ (max)} = -(2\pi f I_{max})\ L.$$

La quantité $2\pi f L$ s'appelle la *réactance inductive,* ou simplement la *réactance.* Le symbole habituel, pour la désigner, est X ou X_L, l'indice L précisant que la réactance provient d'une bobine de self-induction L. Une réactance s'exprime en ohms, comme une résistance, car le produit d'une réactance par un courant donne une tension.

Exercice 3-1.

Quelle est la vitesse de variation du courant dans une bobine parcourue par un courant dont la valeur maximum est de 100 mA à la fréquence de 2000 p/s?

L'inductance de la bobine étant de 50 mH, quelle est la tension de self-induction?

La tension de self-induction joue un rôle important dans l'étude des relations entre le courant et la tension dans une bobine d'inductance, mais elle n'est que rarement employée dans l'analyse courante des circuits. Habituellement, le problème qui se pose au praticien est de calculer le courant, connaissant la tension extérieure appliquée au circuit, et c'est cette dernière qui est une donnée importante à considérer. Une tension alternative étant appliquée à une bobine dont la résistance est négligeable, le courant dans la bobine va croître jusqu'à ce que la force contre-électromotrice soit égale à la tension appliquée. Dans ces conditions, la courbe de la tension appliquée *e* de la figure 3-13 est égale à celle de e_L. La supposition que la résistance de la bobine soit négligeable peut paraître un peu paradoxale au débutant, et pourtant, certaines méthodes de mesures, parmi les plus sûres, sont basées sur cette hypothèse.

Exercice 3-2.

Calculer la tension nécessaire pour produire un courant de valeur maximum égale à 10 mA à travers une inductance de 0,80 mH, la fréquence étant de 750 kHz?

Représentation vectorielle des fonctions sinusoïdales.

L'étude des relations entre les courants et les tensions dans une bobine d'inductance nous a amenés à utiliser fréquemment les fonctions sinusoïdales.

Nous allons maintenant nous tourner vers les rayons - vecteurs, qui donnent une représentation très simple des mêmes relations. Rappelons, tout d'abord, que ces vecteurs ne sont pas stationnaires, mais tournent à une vitesse égale (en tours par seconde) à la fréquence du courant alternatif. Dans la plupart des cas, comme sur la figure 3-13, la flèche sera omise. Le

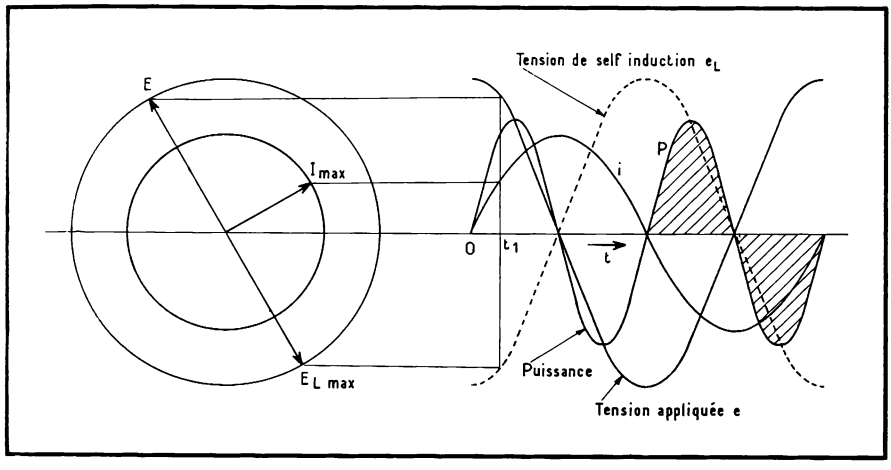


Fig. 3-13. — Courant, tension et puissance dans un circuit inductif.

vecteur courant, désigné par I_{max}, représente l'onde sinusoïdale du courant, et sa projection sur l'axe vertical donne sa valeur instantanée au moment t_1. Le vecteur E_{max} représente la tension appliquée, et se trouve décalé de 90° en avant du courant.

La tension $E_{L(max)}$ donne l'image vectorielle de la tension de self-induction.

Puissance dans une bobine d'inductance.

L'examen de la figure 3-13 conduit à une autre observation importante. Nous avons vu que la courbe de la puissance instantanée était une sinusoïde de fréquence double, et que les alternances positives et négatives étaient égales. Les alternances positives correspondent au passage d'énergie de la source vers la bobine, alors que pendant les alternances négatives, l'énergie revient vers la source. Autrement dit, l'énergie est emmagasinée dans le champ magnétique de la bobine pendant que le courant croît, et elle revient vers la source quand le courant décroît. Cette propriété du champ magnétique d'absorber et de restituer l'énergie donne à la bobine d'inductance son inertie électrique.

Exemple. — Une bobine dont la résistance est négligeable et dont l'inductance est de 15 mH, est connectée à une source de 120 V; la fréquence de la source est de 60 p/s. Calculer le courant et tracer le diagramme vectoriel. (Voir fig. 3-14.)

Tout d'abord, déterminons la réactance. Comme il n'y a pas de mention contraire, nous allons considérer que la tension de 120 V est une tension efficace. La réactance de la bobine est :

$$X_L = 2\pi f L = 2\pi \times 60 \times 0{,}015 = 5{,}65\ \Omega.$$

Maintenant, nous pouvons calculer le courant. La tension efficace est égale à la réactance multipliée par le courant efficace; nous avons donc :

$$E = X_L I \text{ ou } I = \frac{E}{X_L}$$

$$I = \frac{120}{5{,}65} = 21{,}3 \text{ A.}$$

REMARQUE. — Jusqu'ici, aucune propriété de la réactance X_L ne spécifiait que le courant était en retard sur la tension appliquée.

Propriétés de la réactance.

L'examen des courants et des tensions dans une inductance a montré que le courant était en retard de 90° sur la tension, de sorte qu'il reste à choisir un mode de représentation indiquant les positions relatives du courant et de la tension. On trace habituellement l'inductance verticalement, vers le haut, sur un diagramme dont l'axe de référence est horizontal. La figure 3-15

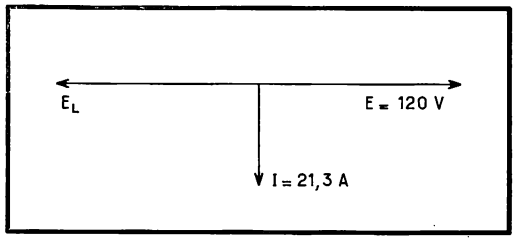


Fig. 3-14. — Courant et tension dans un circuit inductif.

indique cette convention. En (*a*) on voit l'inductance X_L tracée à 90° en avant de l'axe de référence.

En (*b*) le courant I, qui est confondu avec l'axe de référence, a été multiplié par X_L de façon à donner IX_L qui est la tension appliquée, et qui précède de 90° le courant, comme nous l'avons montré sur le graphique de la figure 3-13. En (*c*), la quantité $1/X_L$ est tracée à 90° en arrière de l'axe horizontal; quand la tension est multipliée par $1/X_L$, on doit obtenir le courant. En (*d*), nous avons dessiné la tension le long de l'axe de référence; le courant résulte de la multiplication de E par $1/X_L$.

Effet de la fréquence sur la réactance inductive.

La réactance étant égale à $2\pi f L$, elle croîtra en raison directe de la fréquence. Si on veut qu'un courant appréciable la traverse aux fréquences élevées, la self-inductance devra être de valeur faible, autrement la réactance sera si forte que le courant ne pourra pas passer. On utilise quelquefois cet effet, et les bobinages, généralement de valeur élevée, qui servent à empêcher le passage d'une composante alternative, portent le nom d'inductances d'arrêt (1).

(1) Le terme de *self de choc,* souvent employé en argot d'atelier, est une appellation tout à fait impropre résultant d'ailleurs d'une erreur de traduction. (*N. d. l. R.*)

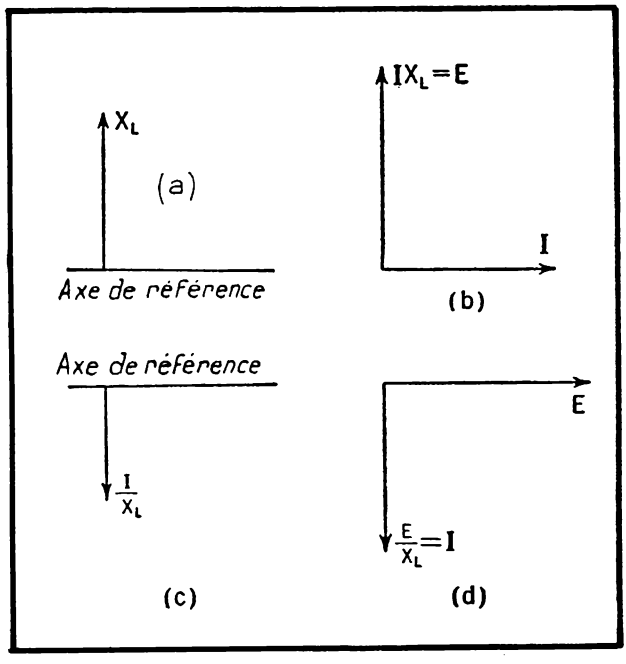


Fig. 3-15. — En a, réactance inductive. En b, tension dans un circuit inductif, la direction de référence étant celle du vecteur courant. En c, la réciproque de la réactance inductive. En d, courant dans un circuit inductif, la direction de référence étant celle du vecteur tension.

Exercice 3-3.

Un réseau de 120 V, 60 p/s, débite sur une bobine dont l'inductance est de 0,04 H. Calculer la réactance et le courant. Tracer le diagramme vectoriel mettant en évidence la réactance, la tension et le courant.

Exercice 3-4.

Une bobine de 1,5 mH est utilisée comme inductance d'arrêt à 600 kHz. Quel est le courant dans cette bobine, si la tension appliquée est de 12 V?

Résistance et inductance en série.

L'effet de la résistance sur la relation entre la tension et le courant est le même, comme nous l'avons vu, en courant alternatif qu'en courant continu, et la relation $e = iR$ s'applique à chaque instant (voir fig. 3-4). Les deux ondes sont dites *en phase,* puisqu'elles passent par zéro et atteignent leurs valeurs maxima en même temps. Si une résistance et une inductance sont connectées en série, le courant sera le même dans la bobine et dans la résistance à chaque instant; pour étudier la tension nous allons tracer les diagrammes de la figure 3-16.

Le courant, pris comme grandeur de référence, part de zéro et varie sinusoïdalement comme l'indique le diagramme de droite. Cette variation est figurée également par le vecteur I, tracé horizontalement sur le diagramme vectoriel, avec une amplitude égale à I_{max}. La tension aux bornes de R (de *a* vers *b*) est en phase avec I et a pour valeur IR, comme nous l'avons indiqué sur le diagramme.

Sur le diagramme sinusoïdal, la variation de la tension est figurée par

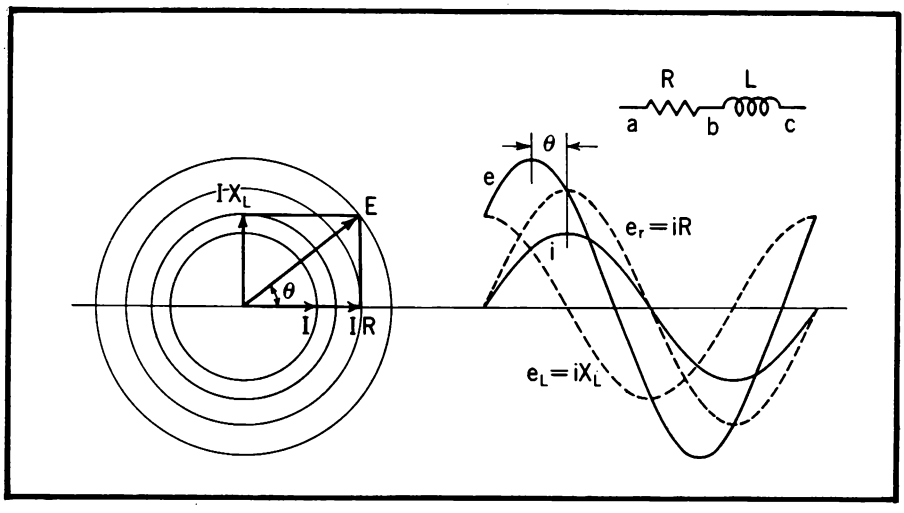


Fig. 3-16. — Courant et tension dans une résistance et une bobine de self-inductance en série.

la courbe en pointillé, en phase avec le courant. La tension de *b* à *c*, à travers l'inductance, est représentée en pointillé également, à 90° en avant du courant. La même relation de phase est respectée sur le diagramme vectoriel, où la tension a pour mesure I X.

La valeur de la tension aux bornes de la réactance est inférieure à celle qui se développe aux bornes de la résistance. Cela veut dire que la résistance de R en ohms est plus grande que la réactance de L, en ohms également.

La tension de *a* à *c* est la somme des tensions instantanées aux bornes de R et L, et est représentée par la courbe en trait plein, désignée par la lettre *e*. Cette onde précède la courbe du courant d'un angle θ indiqué sur le diagramme. La somme des tensions aux bornes de la résistance et de l'inductance est également déterminée par le diagramme vectoriel. La facilité avec laquelle cette tension peut être tracée est digne d'attention. Il suffit, en effet, de compléter le parallélogramme (rectangle dans le cas présent) dont les deux côtés sont formés par I X et I R; la diagonale représente la valeur maximum de la tension, tandis que l'angle entre cette diagonale et le courant est l'angle θ représentant le déphasage de la tension par rapport au courant. La simplicité de ce mode de détermination des relations des phases et des amplitudes dans les circuits comprenant des résistances et des inductances, fait qu'il est universellement employé pour la résolution des problèmes relatifs aux circuits à courant alternatif.

Impédance et angle de phase.

La méthode de détermination des tensions et courants dans les circuits alternatifs, décrite ci-dessus, montre qu'un circuit comprenant une résistance et une réactance possède certaines caractéristiques qui ne dépendent pas du courant qui le traverse. La constante d'un circuit qui, multipliée par le courant, fournit la tension, s'appelle son *impédance,* et le symbole employé pour la désigner est la lettre Z. L'unité de mesure de l'impédance est l'ohm. Dans la figure 3-16, les chutes de tension à travers R et à travers L sont exprimées

par les produits d'une résistance et d'une réactance par un courant. La somme de ces deux tensions peut être exprimée par le produit d'un courant et d'une impédance, de sorte que l'impédance est le résultat d'une addition d'une espèce particulière, opérée sur une résistance et sur une réactance. Ce genre d'addition s'effectue à angle droit, comme on le voit clairement sur la figure 3-17, où une résistance R est tracée horizontalement, et où un segment égal à X_L est porté perpendiculairement à R, vers le haut. L'impédance est obtenue en complétant le rectangle et en traçant la diagonale à partir de l'origine. Sa valeur peut être déterminée soit par la mesure, soit en appliquant la relation qui donne la valeur de l'hypoténuse d'un triangle rectangle :

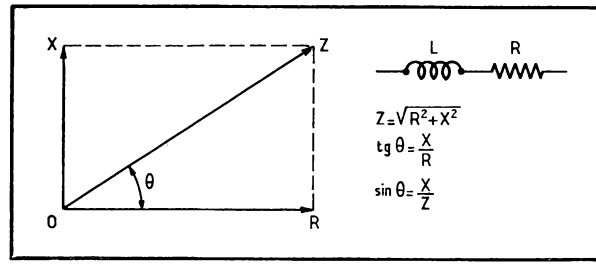


Fig. 3-17. — Impédance : somme vectorielle d'une résistance et d'une réactance.

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}.$$

L'angle θ peut être mesuré avec un rapporteur, ou calculé à l'aide des tables trigonométriques à partir de la formule :

$$\text{tg}\,\theta = \frac{X}{R}.$$

On voit que l'impédance est complètement déterminée par l'amplitude et l'angle de phase. Ces deux caractéristiques sont connues sans ambiguïté, si l'on connaît les valeurs de la réactance et de la résistance, de sorte que, fréquemment, on définit une impédance en spécifiant la réactance et la résistance qui la composent. La méthode qui vient d'être décrite est valable également quand il y a dans le circuit d'autres résistances que celle constituée par l'enroulement de la bobine elle-même.

Pour déterminer le courant à partir d'une tension donnée, il est nécessaire de diviser la tension par l'impédance :

$$I = \frac{E}{Z}.$$

Cette opération donne l'amplitude du courant, l'angle de déphasage étant déterminé comme précédemment.

Exemple. — Quelle est la tension à appliquer aux bornes d'une bobine ayant une inductance de 10 mH et une résistance de 50 Ω, pour y faire passer un courant de 20 mA? La fréquence est de 2000 p/s. De quel angle la tension sera-t-elle déphasée en avance sur le courant?

Pour commencer, déterminons la réactance :

$$X = 2\pi f L = 2\pi \times 2000 \times \frac{10}{1000} = 40\,\pi = 125\ \Omega.$$

Maintenant nous pouvons calculer l'impédance :

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{50^2 + 125^2} = \sqrt{2500 + 15\,625} = 134\ \Omega;$$

$$\text{tg}\,\theta = \frac{X}{R} = \frac{125}{50} = 2{,}5\ ;$$

$$\theta = 68{,}2°$$

Et pour terminer, calculons la tension :

$$E = I\,Z = 0{,}020 \times 134 = 2{,}68\ \text{V}.$$

Une tension alternative de 2,68 V est nécessaire pour faire passer un courant de 20 mA à travers la bobine définie ci-dessus. La tension sera déphasée en avant du courant de 68,2°.

REMARQUE. — Un diagramme dessiné avec soin fournira généralement des résultats d'une précision suffisante pour la pratique industrielle, et ce avec plus de rapidité et moins de risques d'erreurs que n'en comporterait le calcul correspondant. L'emploi d'un diagramme dessiné à l'échelle constitue de toute façon une excellente vérification de la solution obtenue par le calcul.

Exercice 3-5.

Calculer la tension nécessaire pour faire passer un courant de 20 A dans une bobine dont l'inductance est de 20 mH et la résistance de 4 Ω, la fréquence étant de 60 p/s. Déterminer l'angle de déphasage.

Impédance d'un circuit comportant plusieurs éléments.

La somme des tensions dans un circuit série n'est pas nécessairement limitée à deux éléments; leur nombre peut être quelconque. Dans les circuits de ce type, les tensions s'ajoutent à chaque instant, comme cela a été montré sur la figure 3-16. Ces différentes chutes de tensions doivent être groupées en parts dues aux résistances, et en parts dues aux réactances. Quand cela est

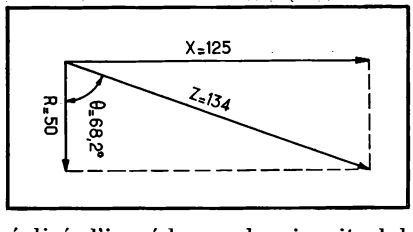


Fig. 3-18. — Diagramme des impédances.

réalisé, l'impédance du circuit global peut être obtenue en additionnant les impédances de ces différentes parties. Cette opération peut être effectuée graphiquement, ou par le calcul de la somme des résistances, de celle des réactances, et en en déduisant l'impédance équivalente de l'ensemble.

Exemple. — Aux bornes d'un réseau de 220 V, 60 p/s, sont connectées en série deux bobines, A et C, et la résistance B. La bobine A est de 2 mH et 0,3 Ω, la bobine C est de 5 mH, 0,7 Ω, et la résistance B de 1,2 Ω.

Déterminons d'abord la réactance des bobines.

Bobine A :

$$X_A = 2\pi f\,L = 2\pi \times 60 \times 0{,}002 = 0{,}24\,\pi = 0{,}754\ \Omega.$$

Bobine C :

$$X_C = 2\pi f\,L = 2\pi \times 60 \times 0{,}005 = 0{,}60\,\pi = 1{,}88\ \Omega.$$

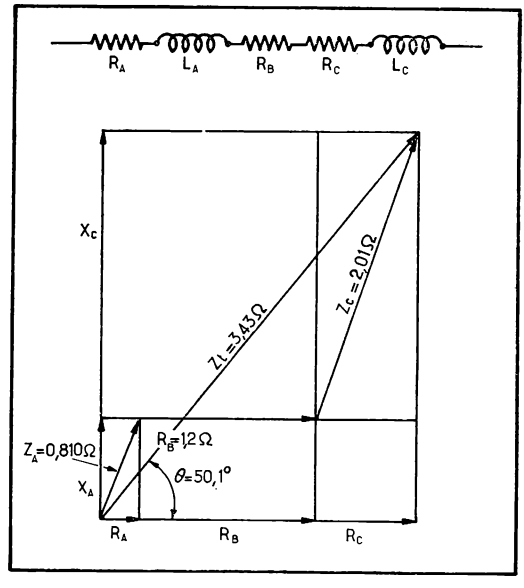


Fig. 3-19. — Diagramme des impédances ; cette figure se rapporte à l'exemple du présent paragraphe.

On peut calculer maintenant l'impédance totale :

$$X_{totale} = X_A + X_C = 2{,}63\ \Omega;$$

$$R_{totale} = R_A + R_B + R_C = 0{,}3 + 0{,}7 + 1{,}2 = 2{,}2\ \Omega;$$

$$Z_{totale} = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{(2{,}2)^2 + (2{,}63)^2} = 3{,}43\ \Omega.$$

Finalement on a, pour le courant et pour l'angle de phase :

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{220}{3{,}43} = 64{,}2\ A;$$

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{X}{R} = \frac{2{,}63}{2{,}2} = 1{,}19;$$

$$\theta = 50{,}1°.$$

Exercice 3-6.

Une résistance de 10 000 Ω est connectée en série avec une bobine dont l'inductance est de 10 mH et la résistance de 2000 Ω. Une tension de 75 V et de fréquence égale à 150 kHz étant appliquée à ce circuit, calculer le courant et l'angle de déphasage.

Exercice 3-7.

Deux bobines et une résistance sont reliées à un réseau de 110 V, 60 p/s. La bobine A possède une inductance de 15 mH et une résistance de 3 Ω; la bobine B, une résistance de 7 Ω et une inductance de 5 mH; enfin, la résistance C est de 2 Ω. Déterminer le courant et l'impédance équivalente, le circuit étant du type série

Résistances et inductances en parallèle.

Dans ce cas, le même type de solution générale que pour les résistances en parallèle est utilisé. Cela veut dire que l'on calcule le courant qui traverse chaque branche de l'ensemble, et que le courant total est la somme des courants partiels.

Mais on doit se rappeler que les courants peuvent ne pas être en phase et que leurs vecteurs doivent être additionnés en tenant compte de leurs angles respectifs.

Cette façon de procéder a été développée dans la première partie de ce chapitre, et on la retrouvera sur la figure 3-3.

Si l'on désire obtenir l'impédance équivalente du circuit parallèle (1), ce calcul peut être effectué en supposant d'abord que la tension aux bornes du circuit est de 1 V, et en déterminant le courant total. Pour trouver l'impédance il suffit ensuite de diviser la tension par le courant total.

Exemple. — La bobine A et la résistance B de l'exemple précédent sont reliées en série. La bobine C est montée en parallèle avec elles aux bornes d'un réseau de 110 V, 60 p/s.

Calculer le courant total absorbé par ce circuit, son angle de déphasage et l'impédance équivalente.

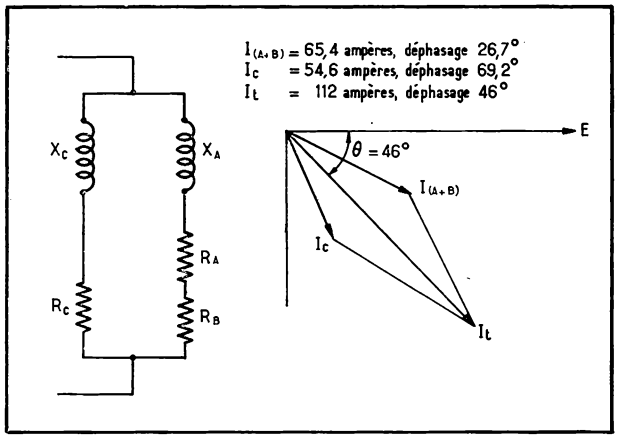


Fig. 3-20. — Diagramme vectoriel pour le circuit parallèle du présent exemple.

Déterminons d'abord le courant dans la bobine A et dans la résistance B, en utilisant les valeurs obtenues dans l'exemple précédent :

$$Z_{A+B} = \sqrt{(R_A + R_B)^2 + X_A^2} = \sqrt{(1,5)^2 + (0,754)^2} = 1,68\ \Omega;$$

$$\operatorname{tg} \theta_{A+B} = \frac{X}{R} = \frac{0,754}{1,5} = 0,503;$$

$$\theta_{A+B} = 26,7°;$$

$$I_{A+B} = \frac{E}{Z} = \frac{110}{1,68} = 65,5\ \text{A}.$$

I_{A+B} est en retard de 26,7° sur la tension.

Calculons maintenant le courant dans la bobine C :

$$Z_C = \sqrt{R_C^2 + X_C^2} = \sqrt{(0,7)^2 + (1,88)^2} = 2,01\ \Omega;$$

$$\operatorname{tg} \theta_C = \frac{X}{R} = \frac{1,88}{0,7} = 2,68;$$

$$\theta_C = 69,6°$$

(1) Une constante appelée *admittance*, et qui est l'inverse de l'impédance, est quelquefois utilisée à cette fin. Mais cette constante est une cause fréquente de confusions, et nous avons préféré éviter son emploi dans cet exposé. Cette omission volontaire n'est pas gênante, car tous les problèmes courants peuvent être résolus sans y avoir recours.

$$I_C = \frac{E}{Z} = \frac{110}{2{,}01} = 54{,}7 \text{ A.}$$

I_C est en retard sur la tension de 69,6°.

Nous pouvons déterminer maintenant le courant total en faisant la somme des courants individuels (1).

Commençons par le calcul des composantes qui sont en phase avec la tension :

$$I_{(A+B)} \cos \theta_{(A+B)} = 65{,}4 \cos 26{,}7° = 65{,}5 \times 0{,}893 = 58{,}5 \text{ A};$$
$$I_C \cos \theta_C = 54{,}7 \cos 69{,}6° = 19{,}0 \text{ A};$$
$$I_{(\text{en phase})} = 58{,}5 + 19{,}0 = 77{,}5 \text{ A}.$$

Ensuite, calculons les composantes déphasées de 90° :

$$I_{(A+B)} \sin \theta_{(A+B)} = 65{,}4 \sin 26{,}7° = 29{,}4 \text{ A};$$
$$I_C \sin \theta_C = 54{,}6 \sin 69{,}6° = 51{,}3 \text{ A};$$
$$I_{(90 \text{ degres})} = 29{,}4 + 51{,}3 = 80{,}7 \text{ A}.$$

Nous pouvons calculer maintenant l'intensité totale :

$$I_{\text{total}} = \sqrt{I^2_{(\text{en phase})} + I^2_{(90 \text{ degres})}} = \sqrt{(77{,}5)^2 + (80{,}7)^2} = 111{,}9 \text{ A};$$

$$\text{tg } \theta_{\text{total}} = \frac{I_{(90 \text{ degres})}}{I_{(\text{en phase})}} = \frac{80{,}7}{77{,}5} = 1{,}04;$$

$$\theta_{\text{total}} = 46{,}2°.$$

Enfin, l'impédance équivalente est :

$$Z_{eq} = \frac{E}{I_{\text{total}}} = \frac{110}{111{,}9} = 0{,}984 \ \Omega;$$

$$R_{eq} = Z \cos \theta = 0{,}984 \cos 46{,}2° = 0{,}984 \times 0{,}692 = 0{,}682 \ \Omega;$$
$$X_{eq} = Z \sin \theta = 0{,}984 \times 0{,}722 = 0{,}711 \ \Omega.$$

Exercice 3-8.

Déterminer l'impédance équivalente du circuit de la figure 3-21.

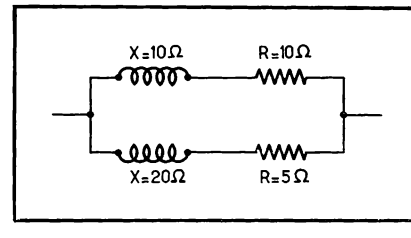


Fig. 3-21. — Schéma du circuit de l'exercice 3-8.

Exercice 3-9.

Une résistance de 100 Ω est branchée en parallèle avec une bobine de réactance, dont la self est de 25 mH et dont la résistance est de 20 Ω. Calculer le courant total si une tension de 40 V, 1000 p/s, est appliquée au circuit.

---

(1) On peut le faire par la méthode graphique, comme sur la figure 3-20, ou en calculant les parts des courants partiels en phase avec la tension, ensuite les parts en retard de 90° sur la tension et en additionnant respectivement ces parts de façon à obtenir les composantes globales en phase et en quadrature par rapport à la tension. Le courant total est ensuite calculé à partir du triangle rectangle formé par ces composantes.

Exercice 3-10.

Trois circuits sont connectés en parallèle aux bornes d'une source fournissant 20 V à 120 kHz. Le circuit A comporte une résistance de 2000 Ω. Le circuit B est constitué par une bobine dont la résistance est de 100 Ω et dont l'inductance est de 5 mH. Le circuit C est une bobine dont l'inductance est de 1,2 mH et la résistance de 1000 Ω. Calculer le courant total, ainsi que l'impédance équivalente.

Puissance et facteur de puissance.

Dans une section précédente de ce chapitre, nous avons vu que la puissance moyenne, en courant alternatif, et dans un circuit ne comportant que des éléments résistants, était donnée par :

$$P_{moy} = E\,I$$

où E et I sont des valeurs efficaces. Un peu plus loin, on a vu que la puissance dissipée dans une bobine dont la résistance pouvait être considérée comme négligeable, était nulle. Ce fait a été expliqué en analysant la figure 3-13, et l'on a vu que l'énergie était alternativement emmagasinée dans le champ magnétique, et restituée. On peut donc conclure en disant que la seule puissance absorbée par un bobinage inductif est celle qui est transformée en chaleur dans la résistance de l'enroulement. Cette conclusion est confirmée par l'expérience, de sorte que la puissance dans un circuit comportant une inductance et une résistance s'écrit :

$$P_{moy} = I^2\,R = (I\,R)\,I.$$

Etant donné que I R est la composante de la tension en phase avec le courant, cette expression peut être déduite de la tension totale en la multipliant par l'angle de déphasage. On a donc :

$$I\,R = E \cos \theta$$

et :

$$P_{moy} = I\,E \cos \theta.$$

Le facteur cos θ porte le nom de *facteur de puissance,* car c'est le facteur par lequel le produit I E doit être multiplié pour obtenir la puissance moyenne.

Condensateur électrique.

Quand deux plateaux métalliques sont placés l'un près de l'autre, tout en étant isolés, ils forment ce qu'on appelle un *condensateur.*

Une charge électrique peut être emmagasinée dans ces plateaux, qui la conserveront aussi longtemps qu'ils resteront isolés l'un de l'autre. L'une des notions fondamentales de l'électricité consiste dans l'attraction qui s'exerce entre les charges de polarités opposées, et la force répulsive entre charges de même polarité. Par conséquent, si l'on réunit le plateau chargé positivement à celui qui porte des charges négatives, les actions attractives et répulsives des charges feront passer un courant dans le conducteur qui relie les plateaux. Ce courant aura à surmonter la chute de tension résistive, et il en résultera une dissipation d'énergie en chaleur. Cette énergie était emmagasinée dans le condensateur; c'était l'énergie potentielle due aux efforts répulsifs des charges. Le potentiel résultant de ces efforts est proportionnel à la charge et la constante de proportionnalité dépend de la surface des plateaux, de leur écartement et de la substance isolante interposée. Elle

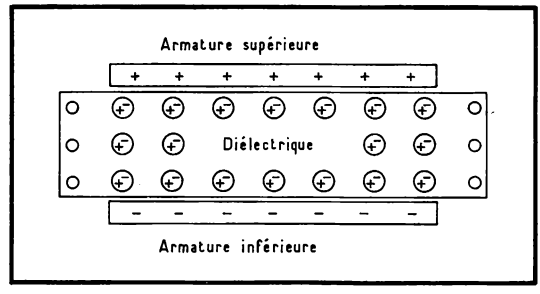


Fig. 3-22. — Schéma permettant de s'imaginer comment la charge correspond à une tension moléculaire.

porte le nom de *capacité* et on la désigne généralement par la lettre C. Mathématiquement, la relation entre le potentiel et la charge s'écrit :

$$Q = E\,C,$$

Q étant mesuré en coulombs, E en volts et C en farads. L'unité de capacité appelée *farad* peut être définie comme étant la capacité permettant d'emmagasiner une charge de 1 C (en coulomb) sous un potentiel de 1 V.

Constante diélectrique.

Les considérations précédentes étaient entièrement basées sur les effets des charges dans les conducteurs, et étaient valables pour les conducteurs placés dans le vide (dont les capacités interélectrodes des tubes à vide constituent un exemple). L'étude expérimentale montre que le même raisonnement s'applique aux conducteurs dans l'air. Toutefois, lorsqu'on place entre les plateaux (ou *armatures*) d'un condensateur certains isolants, solides ou liquides, on constate que la capacité s'accroît. Cet accroissement permet d'emmagasiner un supplément d'énergie, suivant le mécanisme indiqué sur la figure 3-22. La charge positive de l'armature supérieure attire les électrons, qui sont négatifs, dans les molécules du diélectrique. Ces électrons sont liés fortement à la molécule et ne peuvent circuler librement, comme le font les électrons dans les métaux, mais les efforts d'attraction exercés par l'armature supérieure, et les efforts de répulsion partant de l'armature inférieure produisent dans les molécules du diélectrique une tension comparable à celle d'une corde tendue. Les effets des forces qui s'exercent entre les armatures du condensateur peuvent être neutralisés par la tension dans le diélectrique à un degré qui dépend de la nature de celui-ci. L'aptitude

Table 3-2

Constantes diélectriques des matériaux isolants

Désignation de la substance	Constante diélectrique
Air	1
Verre	6-9
Porcelaine	5-7
Stéatite	5-6
Mica	6-7
Polystyrène	2-6
Bakélite	5-15

d'un diélectrique à changer la capacité d'un condensateur est indiquée par une constante, dite constante diélectrique (1), qui peut être définie comme étant le rapport des capacités d'un condensateur respectivement avec le diélectrique considéré, et dans le vide. La table 3-2 donne les constantes diélectriques de quelques isolants usuels. A noter que, du fait des différences de fabrication ou de qualité du matériau, ces constantes peuvent varier entre certaines limites.

Capacité d'un condensateur et matériaux constituants.

La plupart des condensateurs employés en radio ont des armatures planes et leur capacité peut être déterminée, à partir de leurs dimensions, au moyen de la formule suivante :

$$C = 8{,}84.10^{-8} \frac{kS}{e} \text{ (en microfarads)},$$

où k est la constante diélectrique, S la surface de l'une des armatures en centimètres carrés, et e l'épaisseur du diélectrique en centimètres.

Le farad est une unité si grande, qu'il n'est presque jamais employé dans la pratique. Les unités courantes sont le microfarad (μF) et le micromicrofarad ($\mu\mu$F) qui, en Europe, est dénommé picofarad (pF). Cependant, dans les équations, ces unités doivent être converties en farads, à moins que ces équations n'aient déjà été transformées pour l'usage de ces unités.

Les condensateurs de fabrication industrielle varient beaucoup d'aspect selon leurs caractéristiques. Dans l'ensemble, néanmoins, ce sont toujours des armatures constituées de feuilles métalliques et séparées par un diélectrique isolant qui en forment l'essentiel. Ce diélectrique est souvent du mica ou du papier imprégné de cire. Le mica est trop coûteux pour les fortes capacités, et c'est alors que le papier le remplace. Pour obtenir à des prix modérés des capacités encore plus grandes, on emploie des condensateurs électrolytiques. L'électrode positive est alors une feuille d'aluminium, et une couche très mince d'alumine qui se forme sur elle sert de diélectrique, cette minceur étant la raison de la forte capacité. L'électrolyte sert d'électrode négative.

Les condensateurs variables sont constitués de deux groupes de plaques métalliques isolées par l'air, un des groupes pouvant pénétrer plus ou moins dans l'autre, par rotation, pour faire varier la capacité en proportion des surfaces en regard.

Dans certains condensateurs, on fait usage d'un diélectrique en céramique au titane, dont la constante diélectrique peut être de l'ordre de plusieurs milliers. Cela permet évidemment de fabriquer des condensateurs de dimensions minuscules pour une capacité relativement grande.

Groupement des condensateurs.

Des condensateurs branchés en parallèle ont pour capacité totale la somme des capacités individuelles. Quand ils sont en série, la capacité s'obtient à l'aide de la formule suivante :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \ldots$$

Cette formule rappelle la formule concernant les résistances en parallèle, que nous avons vue dans le chapitre II.

(1) Dite parfois aussi : *pouvoir inducteur spécifique.*

Réponse d'un circuit capacitif.

Tous les condensateurs sont reliés aux circuits par des fils qui présentent quelque résistance, de sorte qu'on peut les considérer comme groupant deux sortes d'éléments. En outre, dans la plupart des montages

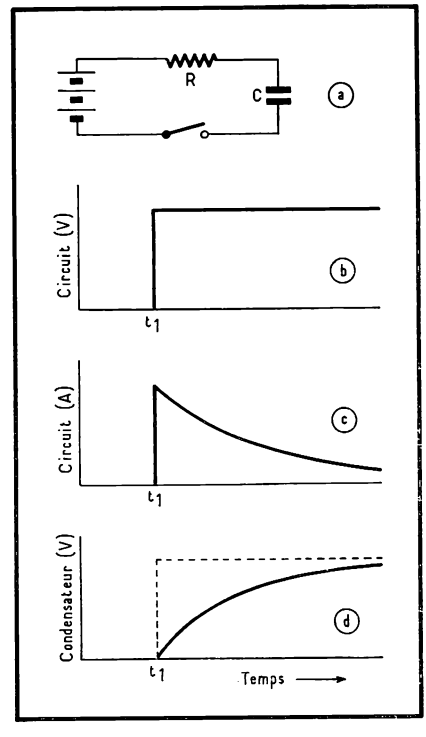


Fig. 3-23. — Réponse d'un circuit R C auquel une tension est brusquement appliquée.

employés en électronique, des résistances additionnelles sont branchées dans les circuits afin de pouvoir agir sur l'importance des courants parvenant aux condensateurs ou s'en écoulant.

Du fait que la tension aux bornes d'un condensateur est proportionnelle à sa charge, tout changement de tension implique modification de cette charge, et donne naissance à un courant. L'importance de ce courant dépend de la résistance en série et de la différence de potentiel existant entre le circuit et le condensateur. Dans le cas du circuit simple que représente la figure 3-23 *a*, une tension de valeur constante est appliquée au moment où l'on ferme l'interrupteur. Le graphique *b* montre la variation de tension ainsi produite par rapport au temps. Le courant peut être déterminé mathématiquement; il sera égal à :

$$i = \frac{E}{R} \varepsilon^{-(t-t1)/R\,C}$$

C'est ce que représente le graphique figure 3-23 *c*. La constante de temps du circuit est R C, exactement comme elle est L/R dans le cas du circuit inductif.

La tension aux bornes du condensateur sera :

$$E_e = E\ (1 - \varepsilon^{-(t-t1)/R\ C})$$

C'est ce que représente le graphique de la figure 3-23 *d*.

Le phénomène peut s'analyser qualitativement comme suit :

a) Quand on ferme l'interrupteur, il n'y a aucune charge dans le condensateur, de sorte que le courant saute brusquement à l'intensité $i = E/R$ (fig. 3-23 *c*) ;

b) Ce courant charge le condensateur où se produit une force contre-électromotrice égale à q/C;

c) La tension en question, opposée à celle de la source, réduit progressivement le courant de charge, et par suite la progression de la tension aux bornes du condensateur;

d) De la sorte, cette tension croît d'abord rapidement, puis de moins en moins vite à mesure qu'elle approche en valeur de celle de la source;

e) Le courant, après avoir monté brusquement à la valeur E/R, décroît d'abord rapidement, puis graduellement approche de zéro.

Du fait que la progression d'une tension aux bornes d'un condensateur est très souvent employée en électronique comme unité de temps, il est utile d'être capable de déterminer ce temps pour une fraction donnée de l'élévation de tension. La figure 3-24 fournit un moyen simple d'y parvenir. On y trouve en ordonnée l'élévation de tension exprimée en pourcentage, et en abscisse les unités de temps. Le chiffre lu sur cette dernière échelle, multiplié par la constante de temps R C, donnera le temps véritable qu'il faudra pour que le condensateur atteigne la tension voulue.

Exemple. — Une tension de 50 V est appliquée, par la fermeture d'un interrupteur, à un circuit comprenant en série une résistance de 100 000 Ω et un condensateur de 0,5 μF; combien de temps faudra-t-il pour que la tension aux bornes du condensateur atteigne 20 V?

Solution. — 20 V représentent 40 % de la tension de la source. La courbe nous indique, pour atteindre cette valeur, une demi-unité de temps. Le temps réel sera :

$$0{,}5 \times R\,C = 0{,}5 \times 100\,000 \times 0{,}5 \times 10^{-6} = 0{,}025 \text{ s.}$$

Il est souvent important de savoir quelle constante de temps adopter pour un circuit donné.

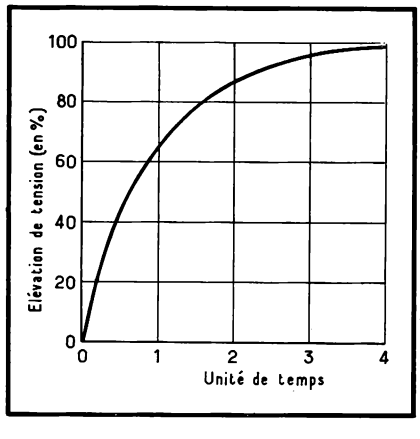


Fig. 3-24. — Montée de la tension d'un condensateur en charge. Le temps (en secondes) est égal au chiffre des temps multiplié par la constante R C.

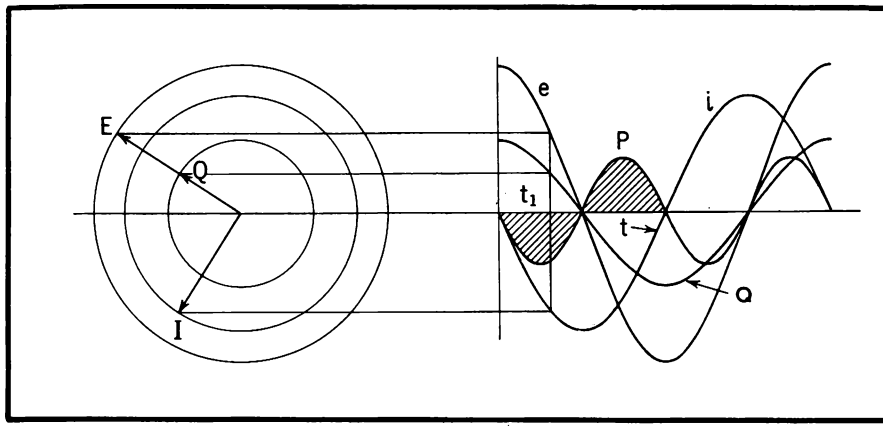


Fig. 3-25. — Courant, tension et puissance dans un circuit capacitif.

Exemple. — Un circuit de déclenchement demande pour fonctionner une tension de 60 V. En appliquant une tension de 100 V, quelle constante de temps faut-il donner à un circuit R C pour que le délai de fonctionnement soit de 0,008 s?

Solution. — La tension de déclenchement est égale à 60 % de celle de la source, ce qui donne une unité de temps de 0,9 d'après le graphique. Donc :

$$0{,}9 \times R\,C = 0{,}008 \qquad \text{et } R\,C = 0{,}008\,9.$$

Il existe un nombre infini de solutions, de sorte qu'il est nécessaire de se fixer une valeur de capacité et de chercher en fonction de cette valeur une résistance convenable.

Si on adopte C = 0,01 μF, R aura une valeur :

$$R = \frac{0{,}008\,9}{C} = \frac{0{,}008\,9}{10} = 0{,}008\,9 \times 10^8 = 890\,000\ \Omega.$$

Du fait que les circuits comportant une constante de temps précise sont très souvent employés en électronique, cette méthode simple de détermination, ne comportant pas de calcul, est extrêmement commode.

Relation entre la tension et le courant dans un condensateur.

La charge d'un condensateur à un instant donné, étant proportionnelle à sa tension, va varier en même temps que cette dernière. Nous avons tracé, sur la figure 3-25, la sinusoïde représentant la tension, et une autre sinusoïde d'amplitude différente mais de même phase, représentant la charge. Le courant dans le circuit est égal, par conséquent, à la vitesse de variation de la charge du condensateur; nous avons vu déjà que la vitesse de variation d'une sinusoïde était donnée par une autre courbe sinusoïdale, décalée par rapport à la première de 90° dans le temps. Sur la figure 3-25, le courant peut donc être représenté par une sinusoïde précédant de $\pi/2$ celles de la tension et de la charge.

La puissance instantanée est tracée également sur la figure 3-25; c'est une sinusoïde de fréquence double de celle de la tension, la puissance moyenne étant nulle, comme dans le cas de la bobine de la figure 3-13. Une étude attentive montrera cependant que pendant le quart de cycle où la tension passe du maximum positif au zéro, la puissance est négative dans le circuit du condensateur, alors qu'elle est positive dans celui de la bobine. Dans la demi-alternance suivante, c'est l'inverse qui se produit. C'est une propriété importante des bobinages et des condensateurs, car elle permet le transfert périodique de l'énergie de l'un de ces éléments à l'autre; elle est à la base des oscillations engendrées dans les circuits accordés utilisés si fréquemment dans les appareils radio-électriques.

Réactance capacitive.

Dans le paragraphe précédent, nous avons vu que le courant, dans le circuit d'un condensateur, était donné par la vitesse de variation de la charge. Il reste à déterminer les relations numériques (qui font intervenir la fréquence). On sait que la valeur maximum de la sinusoïde représentant la vitesse de variation est égale à $2\pi f$ fois la valeur maximum de la sinusoïde initiale. On peut donc écrire :

$$I_{max} = 2\pi f Q_{max}.$$

Mais la charge est égale au produit de la tension par la capacité :

$$Q_{max} = C E_{max}$$

En portant cette valeur dans l'équation précédente nous avons :

$$I_{max} = (2\pi f C) E_{max},$$

où $2\pi f C$ est la constante donnant la relation entre le courant et la tension. Comme la réactance d'un circuit capacitif est la valeur par laquelle il faut multiplier le courant pour obtenir la tension, la réactance d'un condensateur peut être définie comme étant égale à $1/2\pi f C$. Ce qu'on écrit de la façon suivante :

$$E = I X_C = \frac{I}{2\pi f C},$$

donc :

$$X_C = \frac{I}{2\pi f C}.$$

La capacité et la fréquence figurant toutes les deux au dénominateur, la réactance décroît lorsque la fréquence ou la capacité croissent. C'est le contraire de ce qui se passe dans l'inductance. Le courant précédant de 90° la tension appliquée aux bornes d'un condensateur, on trace habituellement le vecteur impédance verticalement et vers le bas, ce qui indique que si le vecteur courant, servant de référence, est disposé horizontalement et dirigé vers la droite, le vecteur tension sera vertical et dirigé vers le bas.

Résistance et capacité en série.

Lorsqu'une résistance est connectée en série avec un condensateur, leur comportement est semblable, en plusieurs points, à celui de l'ensemble résistance-inductance en série. La tension à travers la résistance est en phase avec le courant, alors qu'aux bornes du condensateur, elle est déphasée de 90° en retard sur le courant. La tension totale, résultant de la composition des tensions précédentes, est également en retard sur le courant. La tangente de l'angle de phase est égale à X_C/R.

Exemple. — Un condensateur de 1 μF est branché en série avec une résistance de 1000 Ω, aux bornes d'un réseau fournissant 12 V à 500 p/s. Déterminer le courant, l'impédance équivalente et le facteur de puissance.

D'abord, calculons la réactance du condensateur :

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi \times 500 \times 10^{-6}} = \frac{1000}{\pi} = 318{,}5\ \Omega.$$

Ensuite, déterminons l'impédance équivalente :

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{(1000)^2 + (318{,}5)^2} = 1050\ \Omega;$$

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{X_C}{R} = \frac{318{,}5}{1000} = 0{,}318;$$

$$\theta = 17{,}7°.$$

Enfin, le courant est donné par :

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{12}{1050} = 0{,}011\,4\ \text{A} = 11{,}4\ \text{mA}.$$

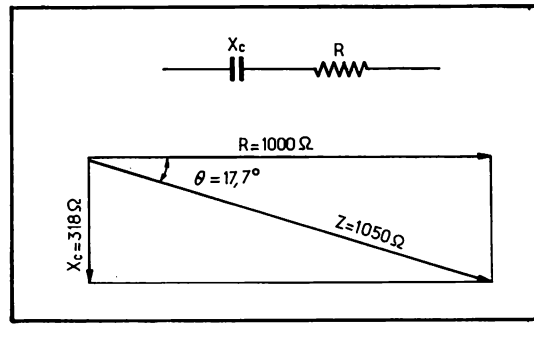


Fig. 3-26. — Diagramme vectoriel d'un circuit capacitif.

Exercice 3-11.

Calculer le courant débité par une source de 175 V, 600 kHz, dans un condensateur de 0,001 μF, en série avec une résistance de 125 Ω. Quel est l'angle de déphasage?

Résistance, inductance et capacité en série.

La tension totale est encore, dans ce cas, la somme vectorielle des tensions aux bornes des différents éléments du circuit. En analysant ces tensions on constate que celle aux bornes du condensateur est directement opposée à celle développée aux bornes du bobinage. La tension aux bornes de l'ensemble peut être inférieure à celle des éléments composants. La réactance d'un tel circuit série est égale à la différence entre la réactance inductive de la bobine et la réactance capacitive du condensateur. Comme il est convenu de tracer la réactance inductive vers le haut (le vecteur résistance étant pris comme référence), on lui donne le signe positif, et on donne le signe négatif à la réactance capacitive. Dans ces conditions, le facteur de puissance est négatif quand la tension est en retard sur le courant, et positif dans le cas contraire. Le procédé de calcul est le même que dans le cas d'une inductance en série avec une résistance, et l'addition des impédances peut être effectuée graphiquement, ou par calcul algébrique.

Exemple. — Un condensateur de 50 μF, un bobinage de 0,08 H et 5 Ω, et une résistance de 6 Ω sont connectés en série aux bornes d'un réseau four-

nissant 110 V à 60 p/s. Déterminer l'impédance équivalente, le courant, l'angle de déphasage et la tension aux bornes de chaque élément de ce circuit.

Calculons d'abord l'impédance Z.

$$X_C = -\frac{1}{2\pi f C} = -\frac{1}{2\pi \times 60 \times 50 \times 10^{-6}} = -53{,}0\ \Omega;$$

$$X_L = 2\pi f L = 2\pi \times 60 \times 0{,}08 = 30{,}1\ \Omega;$$

$$X_{total} = -53{,}0 + 30{,}1 = -22{,}9\ \Omega \text{ de réactance capacitive};$$

$$R_{total} = 5 + 6 = 11\ \Omega;$$

$$Z_t = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{(11)^2 + (22{,}9)^2} = 25{,}4\ \Omega;$$

$$\text{tg}\ \theta = -\frac{X}{R} = -\frac{22{,}9}{11} = -2{,}08;\ \theta = -64{,}4°.$$

Calculons maintenant le courant :

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{110}{25{,}4} = 4{,}33\ \text{A};\ \cos\theta = 0{,}43.$$

Les tensions aux bornes des différents éléments sont :

$$E_G = I\,X_C = 4{,}33 \times 53{,}0 = 229\ \text{V};$$

$$Z_L = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{(5)^2 + (30{,}1)^2} = 30{,}5\ \Omega;$$

$$E_L = I\,Z_L = 4{,}33 \times 30{,}5 = 132\ \text{V};$$

$$E_R = 4{,}33 \times 6 = 26\ \text{V}.$$

REMARQUE. — Notons que, dans l'addition graphique de la figure 3-27, chaque impédance a été déterminée séparément. Certains techniciens préfèrent additionner les résistances et les réactances séparément, exactement comme cela a été fait dans l'analyse algébrique ci-dessus. Certains autres préfèrent l'addition des impédances, cette méthode donnant une vue plus claire des tensions entre les différents points du circuit.

Exercice 3-12.

Une résistance de 20 Ω est connectée en série avec une inductance de 100 μH et un condensateur de 0,05 μF, aux bornes d'une source de 10 V, 100 kHz. Calculer le courant et l'impédance équivalente.

Exercice 3-13.

Une bobine de 1,5 μH, dont la résistance est de 0,3 Ω, est branchée en série avec une résistance de 2 Ω et un condensateur de 10 μF, aux bornes d'une source de 5 V à 40 kHz. Déterminer la différence de phase entre la tension aux bornes du bobinage et la tension aux bornes de la résistance. Quel est le déphasage entre la tension aux bornes du bobinage et la tension appliquée?

Résistance, inductance et capacité en parallèle.

On détermine séparément la réactance de chaque branche et les courants composants dont la somme fournit le courant total. Cette addition peut être effectuée graphiquement ou par calcul, en déterminant les composantes du courant en phase avec la tension et celles qui sont déphasées de 90°. L'impédance équivalente est obtenue en divisant la tension par le courant. La tangente de l'angle de phase est donnée par le rapport du courant en quadrature au courant en phase avec la tension.

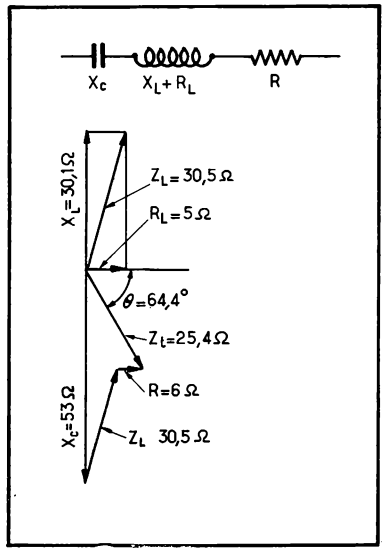


Fig. 3-27. — Diagramme vectoriel ; résistance, inductance et capacité en série.

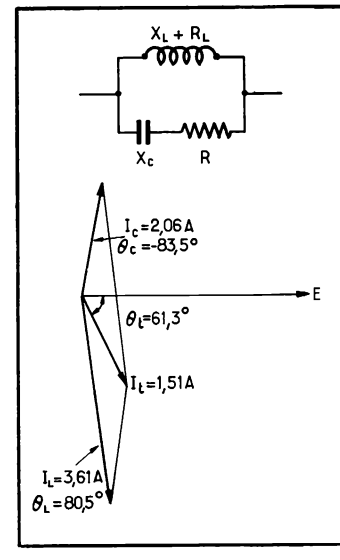


Fig. 3-28. — Diagramme vectoriel d'un circuit parallèle.

Exemple. — Le condensateur et la résistance de 6 Ω de l'exemple précédent sont connectés en série aux bornes de la source de 110 V, et la bobine est également branchée aux bornes de la source de façon que l'ensemble forme un circuit parallèle. Déterminer l'impédance équivalente, le courant et l'angle de déphasage entre le courant et la tension.

Reprenons les réactances qui ont déjà été calculées.

$$Z_C = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{(6)^2 + (53)^2} = 53{,}4\ \Omega;$$

$$\text{tg}\ \theta_C = \frac{-X}{R} = -\frac{53}{6} = -8{,}83;$$

$$\theta_C = -83{,}5°.$$

$$Z_L = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{(5)^2 + (30{,}1)^2} = 30{,}5\ \Omega;$$

$$\text{tg}\ \theta_L = \frac{30{,}1}{5} = 6{,}02;$$

$$\theta_L = 80{,}5°.$$

Calculons maintenant les composantes en phase et en quadrature :

$$I_C = \frac{E}{Z_C} = \frac{110}{53{,}4} = 2{,}06\ \text{A};$$

$$I_L = \frac{E}{Z_L} = \frac{110}{30{,}5} = 3{,}61\ \text{A}.$$

Courant en phase :

$I_{\text{en phase}} = I_C \cos \theta_C + I_L \cos \theta_L = 2{,}06 \cos (-83{,}5°) + 3{,}61 \cos (80{,}5°) = 0{,}827$ A.

Courant en quadrature :

$I_{quadr.} = I_C \sin \theta_C + I_L \sin \theta_L = 2{,}06 \sin (-83{,}5°) + 3{,}61 \sin (80{,}5°) = 1{,}51$ A.

Il s'ensuit :

$$I_{total} = \sqrt{(0{,}827)^2 + (1{,}51)^2} = 1{,}72;$$

$$\text{tg } \theta_t = \frac{1{,}51}{0{,}827} = 1{,}83;$$

$$\theta_t = 61{,}3°.$$

L'impédance équivalente sera :

$$Z_t = \frac{E}{I} = \frac{110}{1{,}72} = 64 \ \Omega.$$

Exercice 3-14.

Quel est le courant débité par une source de 275 V, 180 kHz, dans un circuit parallèle composé d'un condensateur de 500 $\mu\mu$F, dans une branche, et d'une résistance de 250 Ω en série avec une inductance de 1 mH dans l'autre branche? Quelle est la puissance instantanée maximum : *a*) dans le condensateur; *b*) dans le circuit inductif; *c*) dans le circuit entier? (Déterminer le courant dans chaque circuit et tracer les courbes sinusoïdales du courant, de la tension et de la puissance.)

Exercice 3-15.

On ajoute à l'ensemble de l'exercice 3-14 un condensateur de 50 $\mu\mu$F en série, avant de brancher le tout aux bornes de la source. Calculer le courant.

Exercice 3-16.

Quel est le courant dans le circuit de la figure 3-29, si la source est de 10 V, 750 kHz; les valeurs des éléments sont :

$C_1 = 0{,}001$ μF;
$L_2 = 100$ μH;
$L_3 = 80$ μH;
$R_1 = 100$ Ω;
$R_2 = 100$ Ω;
$R_3 = 50$ Ω.

Quelle est la tension entre les points *a* et *b*, et quel est son angle de déphasage par rapport à la tension appliquée à l'ensemble?

Notions générales sur la résonance.

Le terme de *résonance* désigne la propriété de certains objets d'entrer en vibration lorsqu'un son les atteint. En général, ces objets ne « répondent » qu'à des sons d'une certaine fréquence; on dit qu'ils sont *accordés* sur cette fréquence. Ces résonances sont difficiles à observer visuellement, mais un phénomène semblable est fourni par les oscillations d'un pendule qui monte et descend en transformant périodiquement de l'énergie cinétique (de son mouvement quand il passe par la position verticale) en énergie potentielle (à sa position la plus inclinée). Une très légère impulsion, obtenue au moyen de la roue d'échappement, suffit à entretenir le mouvement du pendule en compensant les pertes d'énergie dues au frottement et à la résistance de l'air. Mais une seule de ces impulsions serait très insuffisante pour donner au balancement du pendule l'amplitude que l'on observe.

Un phénomène analogue peut prendre naissance dans un circuit électrique comportant de l'inductance et de la capacité. Il est possible, en effet, de faire passer alternativement de grandes quantités d'énergie d'un condensateur à un bobinage et inversement, le circuit extérieur servant simplement à compenser les pertes. Le circuit résonnant fonctionnera le mieux quand la quantité d'énergie absorbée par le condensateur sera égale à celle que restitue la bobine. On obtient donc un fonctionnement satisfaisant lorsque le produit E I est le même pour l'inductance que pour le condensateur. Dans un circuit série, le courant est le même dans les deux éléments; mais la tension aux bornes du bobinage croît avec la fréquence, tandis que le condensateur

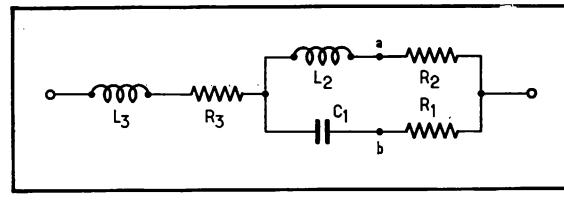


Fig. 3-29. — Schéma du circuit de l'exercice 3-16.

offre le phénomène inverse. Pour une certaine valeur de fréquence, la tension aux bornes du bobinage doit donc être égale à celle aux bornes du condensateur; pour cette fréquence, dite *fréquence de résonance,* les deux énergies, capacitive et inductive, sont égales. Les tensions développées aux bornes du bobinage et du condensateur peuvent être plusieurs fois supérieures à la tension extérieure. Nous avons vu, dans l'exemple du circuit comportant une inductance et une capacité, que la tension aux bornes du condensateur était de 229 V, c'est-à-dire plus du double de la tension appliquée; on était donc dans ce circuit au voisinage de la condition de résonance.

Quand une bobine et un condensateur sont connectés en parallèle, la tension aux bornes de chaque élément est la même, de sorte que ce sont les courants qui doivent être égaux pour que la condition de résonance soit réalisée. Si le rapport de la réactance à la résistance est élevé, comme c'est le cas dans la plupart des circuits radio-électriques, la fréquence de résonance sera la même, à peu de chose près, pour le circuit série que pour le circuit parallèle. Pour certains circuits compliqués, il est difficile de dire s'ils appartiennent à la catégorie des circuits parallèles ou à celle des circuits série; toutefois, dans une étude élémentaire, les circuits peuvent être classés et étudiés suivant ces deux catégories.

Circuits résonnants série.

Si l'on se rapporte au diagramme des impédances de la figure 3-27, on voit que l'impédance équivalente de l'ensemble est beaucoup plus faible que les impédances de la bobine seule ou du condensateur seul. De plus, si on employait un condensateur variable, on pourrait ajuster la réactance capacitive de façon qu'elle soit égale à la réactance inductive; l'impédance équivalente serait alors égale à la résistance seule du circuit, qui est, dans ce cas, égale à 11 Ω. Le circuit serait réglé ainsi à la résonance.

Un circuit série est en résonance lorsque la réactance inductive est égale à la réactance capacitive, de sorte que l'impédance équivalente se confond entièrement avec la résistance.

Cette condition peut être réalisée, pratiquement, en faisant varier la capacité du condensateur, l'inductance de la bobine ou, encore, la fréquence. Quel que soit le mode de réglage choisi, on suppose que la résistance du circuit reste constante, de sorte que l'impédance équivalente restera toujours sur la droite *m n* de la figure 3-30 *a*. Si la réactance inductive est la plus forte, elle sera située au-dessus de l'axe horizontal (les vecteurs marqués Z_L) ; si la réactance inductive est la plus faible, l'impédance sera située au-dessous de cet axe (les vecteurs Z_c). Si les deux réactances, inductive et capacitive, sont égales, le vecteur impédance devient R. La figure 3-30 *c* indique la variation du courant avec la fréquence; le courant atteint un maximum pour la fréquence de résonance, comme l'indique la courbe R, mais ce maximum n'est pas très élevé, ni pointu.

La figure 3-30 *b* montre le comportement du même circuit, mais avec une résistance notablement plus faible.

On peut noter que le courant atteindra, à la résonance, une valeur bien plus élevée avec la résistance R′, et aussi qu'une légère variation de réactance, pour une variation de fréquence donnée, donnera lieu à une variation proportionnellement beaucoup plus grande de l'impédance, de sorte que la courbe R′ sera beaucoup plus pointue. Le circuit peu résistant aura donc un accord plus pointu que le circuit à forte résistance.

Définition de Q.

Considérons, à cette occasion, les conditions à imposer aux bobinages et aux condensateurs pour obtenir des courbes de résonance aiguës.

En général, les condensateurs ont très peu de pertes, et on peut considérer comme nulle leur résistance série. La plus grande partie des pertes d'un circuit doit être attribuée au fil constituant les enroulements. Or, plus ces pertes sont faibles, meilleur est le rendement du circuit (nous l'avons vu en analysant le mouvement du pendule). On a été conduit à mettre en évidence la qualité des bobines à ce point de vue en définissant le facteur Q (1) :

$$Q = \frac{X}{R}.$$

Ainsi donc la bobine ou le condensateur seront d'autant meilleurs que le rapport de la réactance à la résistance sera plus élevé. En haute fréquence, les pertes dans le diélectrique de la bobine, ainsi que l'accroissement rapide de la résistance, dû à *l'effet de peau* du fil, font que la résistance croît à peu près aussi vite que la réactance. Il en résulte que le facteur :

$$Q = \frac{2\pi f L}{R}$$

reste presque constant dans une large gamme de fréquences. Avec un Q élevé, on peut employer le circuit série comme élévateur de tension. Dans certains circuits, on a besoin d'une tension pour l'attaque de la grille d'un tube; dans ce cas, on peut prendre cette tension aux bornes du bobinage ou du condensateur d'un circuit résonnant série. Si le Q du circuit est grand, la tension obtenue sera plusieurs fois supérieure à la tension appliquée.

---

(1) Le facteur Q n'a absolument aucun rapport avec le symbole Q désignant la charge. On évitera la confusion par le sens des formules ou par le contexte.

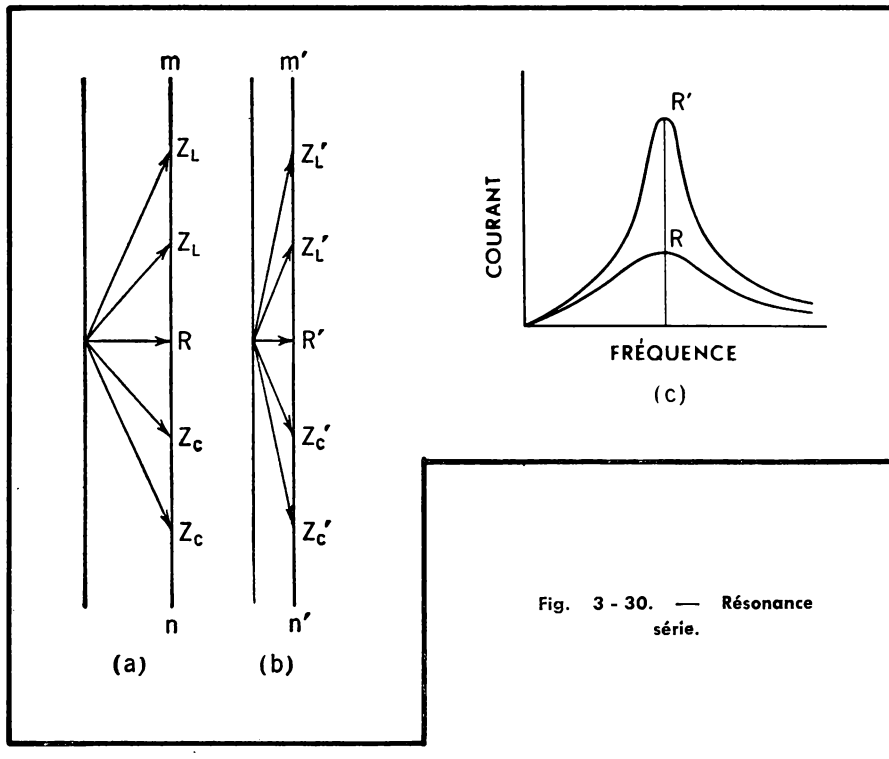


Fig. 3 - 30. — Résonance série.

Effet de l'impédance de la source.

On a supposé, dans ce qui précède, que le circuit était relié à une source à tension constante. Dans les circuits radio-électriques cela n'est vrai que rarement, étant donné que la source elle-même peut avoir une impédance considérable. Dans un circuit série, toutes les résistances doivent être prises en considération, de sorte que la résistance de la source doit être faible, au même titre que celle de la charge. Il s'ensuit que si l'on emploie un tube à vide dont la résistance de plaque est élevée, il ne faudra pas s'attendre à une bonne sélectivité du circuit série.

Résonance parallèle.

Dans l'exemple qui illustre les circuits parallèles, on a vu que le courant total est inférieur aux courants dans chaque branche. De plus, si l'on augmente le courant dans le condensateur, en augmentant la capacité, le courant total décroît encore. En rendant le courant capacitif égal au courant inductif, l'échange de l'énergie entre le condensateur et le bobinage est équilibré et le circuit est en résonance parallèle. Le seul courant débité par la source extérieure est alors celui nécessaire pour compenser les pertes. Comme nous l'avons déjà vu, les pertes dans le condensateur sont négligeables, de sorte qu'avec un Q élevé de la bobine, les pertes du circuit sont très faibles et sa résistance équivalente atteint une valeur considérable.

Comme le nom de résonance a été tout d'abord appliqué à la résonance série, et qu'il correspondait alors à une condition d'impédance minimum, on nomme parfois la condition d'impédance maximum de la résonance parallèle *antirésonance*.

On peut faire une distinction entre le réglage du circuit parallèle tel qu'il vient d'être défini (facteur de puissance égal à 1) et le réglage au maximum d'impédance, mais dans les circuits à faibles pertes, et c'est le cas de la plupart des circuits radio-électriques, les deux réglages se confondent.

Effet de l'impédance de la source.

Nous avons vu que le circuit résonnant série, pour être sélectif, exigeait une source de faible résistance. La sélectivité d'un circuit parallèle est, au contraire, d'autant plus élevée que la résistance de la source est grande; en

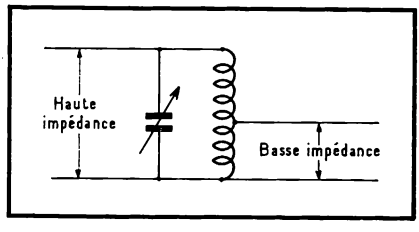


Fig. 3-31. — Adaptation des impédances au moyen d'un circuit parallèle accordé.

effet, l'impédance équivalente du circuit parallèle croît très vite au voisinage de la résonance, de sorte que la tension aux bornes du circuit est bien plus grande à la résonance que de part et d'autre.

Comme les tubes à vide, et en particulier les tubes à grille-écran, ont une résistance interne élevée, leur charge est très souvent constituée par des circuits à résonance parallèle.

Exercice 3-17.

a) Déterminer la valeur du condensateur nécessaire pour faire résonner une inductance de 10 μH sur une fréquence de 300 kHz. *b*) Tracer la courbe de résonance du courant en fonction de la fréquence, sachant que la tension appliquée est de 4 V et le facteur de surtension Q égal à 20. *c*) Tracer une courbe analogue avec Q = 6. *d*) Tracer une troisième courbe de résonance avec Q = 20, en supposant que la résistance de la source est de 25 Ω.

Exercice 3-18.

a) Quelle est la valeur à donner au condensateur pour obtenir avec une inductance de 1 mH une résonance parallèle sur 300 kHz. *b*) Supposer que le circuit constitue la charge d'un tube à vide, dont la résistance interne est de 5000 Ω et qui développe aux bornes du circuit une tension de 125 V. Tracer la courbe donnant la tension en fonction de la fréquence, sachant que l'on a Q = 20. *c*) Tracer la même courbe pour une résistance interne de 50 000 Ω.

Adaptation des impédances.

Dans la plupart des circuits radio-électriques, la puissance mise en jeu est si faible que le rendement en puissance n'a pas beaucoup d'importance en soi. Il est important, toutefois, de transmettre au circuit le maximum de puissance de façon à avoir un signal de la plus grande amplitude possible.

On peut démontrer que l'on obtient le transfert de puissance maximum lorsque la résistance de la charge est égale à celle de la source, et que sa réactance est égale, et de signe contraire, à celle de la source. Cette égalisation des impédances entre le générateur et sa charge porte le nom d'*adaptation des impédances*. Pour une bonne adaptation, il faut utiliser le circuit résonnant série avec des sources à faible impédance, et le circuit parallèle avec des sources ayant une impédance élevée.

On utilise souvent un circuit résonnant parallèle pour adapter deux impédances l'une à l'autre. La figure 3-31 donne un exemple de la façon de procéder; le circuit parallèle normal est le circuit à haute impédance, le

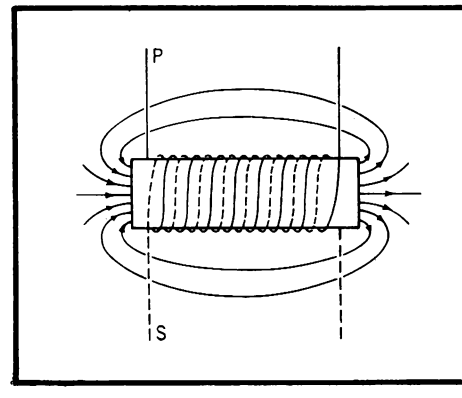


Fig. 3-32. — Inductance mutuelle (transformateur à air).

circuit à basse impédance étant relié à une prise intermédiaire du bobinage. En considérant le circuit à basse impédance, il est difficile de déterminer s'il est en résonance parallèle ou en résonance série, bien qu'il soit indiscutable qu'il constitue un circuit résonnant parallèle. Ce montage peut servir aussi bien à abaisser une impédance qu'à l'élever.

Ondemètres.

Le circuit résonnant parallèle est souvent appliqué à des mesures approchées de fréquence ou de longueur d'onde. L'appareil de mesure est constitué d'une bobine, d'un condensateur variable étalonné en fréquences et d'un indicateur d'accord (milliampèremètre à redresseur ou ampoule à incandescence). L'ondemètre étant placé à proximité d'une source à haute fréquence, on règle le condensateur variable pour la lecture maximum de l'indicateur. Le cadran du condensateur indique alors la fréquence cherchée.

Inductance mutuelle.

Lorsqu'un enroulement de fil comme celui de la figure 3-10 est disposé avec un autre enroulement analogue sur un même support (fig. 3-32) et qu'un courant alternatif circule dans l'enroulement primaire, une force électromotrice est induite dans l'enroulement secondaire. Cette tension secondaire est due au flux sinusoïdal engendré par l'enroulement primaire.

Nous avons vu que ce flux produit dans le primaire une tension donnant naissance à un courant qui tend à s'opposer à la variation du flux. Mais les deux enroulements étant très voisins, le flux engendré par l'un est presque entièrement embrassé par l'autre. Le flux étant directement propor-

tionnel au courant primaire, la tension secondaire est directement proportionnelle à la vitesse de variation du courant primaire.

Quand deux bobines sont placées de telle façon qu'une variation de courant dans l'une produit une variation de flux dans l'autre, on dit qu'elles sont *couplées par inductance mutuelle.*

L'inductance mutuelle se mesure avec les mêmes unités que la self-inductance.

Ainsi, *lorsqu'une variation de* 1 *A par seconde dans l'enroulement primaire produit une tension de* 1 *V dans l'enroulement secondaire, on dit que leur inductance mutuelle est de* 1 *H.*

Quand deux enroulements sont disposés très près l'un de l'autre, comme sur la figure 3-32, on dit que le couplage entre eux est serré. Quand ils sont disposés de telle façon qu'une faible partie seulement du flux produit par le primaire est embrassée par le secondaire, on dit que le couplage est lâche.

Le couplage de la figure 3-33 est lâche; les deux bobines y sont placées à une certaine distance l'une de l'autre.

Effet du secondaire.

Quand nous avions affaire à un enroulement unique, nous avons vu qu'en négligeant la résistance, le courant y croissait jusqu'à ce que la tension de self-induction fût égale à la tension appliquée. Quand un enroulement secondaire entre en jeu, comme sur la figure 3-32, il ne produit aucun effet sur le primaire aussi longtemps qu'il reste en circuit ouvert. Mais si on ferme le secondaire sur une résistance, ou sur toute autre charge, un courant y prend naissance; ce courant est dirigé de façon à s'opposer à la variation du flux qui le produit. Cet effet tend à réduire le flux dans le primaire dont la tension contre-électromotrice tend à diminuer à son tour. Mais aussitôt, la ligne débite un courant supplémentaire qui neutralise la force magnétomotrice due au courant secondaire et ramène le flux primaire à sa valeur initiale. Cela augmente la force électromotrice induite jusqu'à ce qu'elle soit égale à la tension appliquée. Si le secondaire fournit une certaine puissance, le courant secondaire sera en phase avec la tension, et le courant primaire qu'il a appelé le sera également. La puissance est donc d'abord fournie au primaire, et son transfert dans le secondaire se fait par l'intermédiaire du flux commun. L'appareil ainsi constitué porte le nom de *transformateur.*

Les transformateurs des figures 3-32 et 3-33 sont dits « à air ».

Si un circuit magnétique en fer est disposé sur le parcours du flux, on a un transformateur à noyau de fer.

Emploi et caractéristiques des transformateurs.

Du fait que dans la plupart des transformateurs, surtout ceux à noyau de fer, le couplage est très serré, nous allons supposer, dans l'étude préliminaire, que la totalité du flux traverse les deux bobines. Si cette condition est réalisée, la vitesse de variation du flux est la même pour toutes les spires, qu'elles soient primaires ou secondaires. La tension induite dans chaque bobine sera donc proportionnelle au nombre des spires, ce qui permet de se servir de transformateurs pour élever ou abaisser une tension alternative. Si, par exemple, on désire élever la tension appliquée à la grille d'un tube, on peut employer un transformateur ayant beaucoup plus de spires au secondaire qu'au primaire. Ou encore, si l'on veut alimenter un haut-parleur, nécessitant un courant élevé sous une tension faible, à partir d'un tube à

vide à haute impédance, le primaire du transformateur (connecté au tube) devra avoir un grand nombre de spires, alors que le secondaire (débitant dans le haut-parleur) n'en comportera que quelques-unes. Nous avons là un autre exemple d'adaptation des impédances.

Etudions maintenant de plus près le fonctionnement d'un transformateur. Nous avons déjà vu que les effets magnétiques étaient proportionnels à la fois au courant et au nombre de spires, donc à ce qu'on appelle les ampères-tours.

Comme les ampères-tours doivent être égaux, les courants dans le primaire et dans le secondaire seront en proportion inverse du nombre de spires. Ainsi, si le primaire a trois fois plus de spires que le secondaire, il demandera trois fois moins de courant pour donner le même nombre d'ampères-tours.

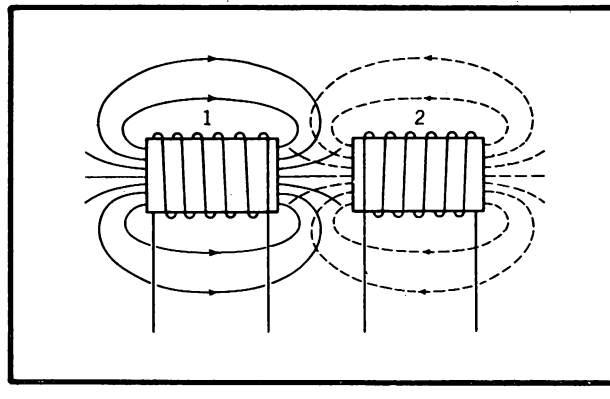


Fig. 3-33. — Inductance mutuelle (couplage lâche).

Rappelons que cette égalité d'ampères-tours n'est pas tout à fait exacte, puisque le primaire est le siège d'un certain courant même quand le secondaire est à vide; en effet, un certain flux doit être produit pour induire la force contre-électromotrice nécessaire à neutraliser la tension appliquée. Le courant primaire porte le nom de *courant magnétisant* ou *courant à vide*. Une règle très commode dans l'analyse des transformateurs découle de ce qui précède : *en négligeant le courant à vide, les ampères-tours primaires sont égaux et opposés aux ampères-tours secondaires*. Comme la tension est proportionnelle au nombre des spires et que le courant lui est inversement proportionnel, leurs produits (les volts-ampères) au primaire et au secondaire sont égaux.

Transformateurs à noyau de fer. — Transformateurs de puissance.

Dans les transformateurs pour fréquences basses, et en particulier dans les transformateurs industriels, on emploie des noyaux de fer pour réduire le courant magnétisant, et augmenter ainsi le rendement. Dans la plupart des cas, ces transformateurs sont calculés pour une certaine tension maximum aux bornes de l'enroulement. En effet, le rapport des courants magnétisants au flux croît très vite quand la densité du flux dépasse une certaine valeur. On le voit sur la courbe de la figure 2-25, où la densité du flux croît rapidement avec les ampères-tours jusqu'à la valeur de 500 000 lignes par centimètre carré; après quoi, elle augmente beaucoup moins vite. Il s'ensuit que si une densité de flux élevée est nécessaire pour équilibrer la tension extérieure appliquée au primaire, le courant magnétisant sera très grand. Si, par exemple, un transformateur prévu pour 110 V est connecté à un réseau de

220 V, il faudra une densité de flux double pour obtenir la tension de self-induction nécessaire. Si le transformateur avait été prévu pour fonctionner avec une densité maximum de 400 000 lignes par centimètre carré, la densité nécessaire sous 220 V serait de 800 000 lignes, valeur située loin en dehors des limites du diagramme. Dans ce cas, le courant magnétisant devient si fort que les pertes par effet Joule ($I^2 R$) provoquent un échauffement exagéré et une détérioration du transformateur. Il est donc très important que les transformateurs de puissance fonctionnent dans les conditions prévues de tension et de fréquence.

Transformateurs B. F. à noyau de fer.

L'analyse précédente supposait que le primaire du transformateur était alimenté sous tension constante, et que la source pouvait fournir une puissance illimitée, ce qui est presque toujours vrai pour les réseaux de distribution. Dans un poste de radio, certains transformateurs sont employés pour l'adaptation des impédances, et la source de puissance est constituée, le plus souvent, par un tube à vide dont la résistance interne est relativement élevée. Ici le courant primaire dépend de l'intensité du signal. Quand celui-ci est faible, la densité du flux l'est aussi et le signal secondaire reproduit fidèlement le signal primaire. Mais si le signal primaire devient trop fort, le flux atteint le coude de la saturation et n'est plus proportionnel au courant primaire; le secondaire cesse de reproduire fidèlement le signal primaire. Cet effet est connu sous le nom de *distorsion* et constitue l'un des nombreux obstacles à la bonne reproduction des signaux.

Transformateurs sans fer.

Dans ces transformateurs, l'hypothèse des flux primaire et secondaire égaux est loin d'être vraie, et les résultats précédents ne sont pas valables. Il est toujours vrai, toutefois, qu'un courant prend naissance dans le secondaire, et que ce courant produit dans le primaire une tension affectant le courant qui le parcourt. L'étude mathématique de ce genre de circuit sort du cadre de cet ouvrage, et nous allons donner simplement, dans les pages qui suivent, le sens de certains termes et l'analyse qualitative de certains résultats.

Coefficient de couplage.

On voit sur la figure 3-33 que seule une faible partie du flux de la bobine 1 traverse la bobine 2. Si le flux total de la bobine 1 est désigné par Φ_1, et la portion de ce flux qui traverse la bobine 2, par Φ_{12}, le rapport de Φ_{12} à Φ_1 donne la mesure du couplage mutuel des deux bobines. Ce rapport est égal au rapport de Φ_{21} à Φ_2, Φ_{21} étant le flux (produit par le courant dans la bobine 2) qui traverse la bobine 1 et Φ_2 le flux total dans la bobine 2. Ce rapport s'appelle le *coefficient de couplage* de deux bobines, et peut être écrit de la façon suivante :

$$k = \frac{\Phi_{12}}{\Phi_1} = \frac{\Phi_{21}}{\Phi_2}.$$

Il s'ensuit que :

$$\Phi_{12} = k\,\Phi_1 \qquad \text{et} \qquad \Phi_{21} = k\,\Phi_2.$$

L'inductance de la bobine 1 est le produit de Φ_1 par ampère et du nombre de spires de la bobine 1 :

$$L_1 = \frac{\Phi_1 N_1}{I_1}.$$

De même, pour celle de la bobine 2 :

$$L_2 = \frac{\Phi_2 N_2}{I_2}$$

L'inductance mutuelle de la bobine 1 par rapport à la bobine 2 est le produit de Φ_{12} par ampère du courant dans la bobine 1 et du nombre de spires de la bobine 2 :

$$M = \frac{\Phi_{12} N_2}{I_1} = k \frac{\Phi_1 N_2}{I_1}.$$

De même, l'inductance mutuelle de la bobine 2 par rapport à la bobine 1 peut s'écrire :

$$M = \frac{\Phi_{21} N_1}{I_2} = k \frac{\Phi_2 N_1}{I_2}.$$

Si l'on multiplie l'une par l'autre ces deux définitions, il vient :

$$M^2 = k^2 \left(\frac{\Phi_1}{I_1} N_2 \times \frac{\Phi_2}{I_2} N_1 \right) = k^2 L_1 L_2.$$

Cette équation donne pour k :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

Si les bobines 1 et 2 sont connectées en série de façon que les flux s'ajoutent, le courant est le même dans les deux, et l'inductance équivalente est la somme de L_1 et L_2, à laquelle viennent s'ajouter la mutuelle de la bobine 1 par rapport à la bobine 2, et celle de la bobine 2 relativement à la bobine 1 :

$$L_t = L_1 + L_2 + 2M.$$

Si les bobines sont connectées de telle façon que les flux dus à la self-inductance et à la mutuelle s'opposent, on a :

$$L'_t = L_1 + L_2 - 2M.$$

En retranchant la seconde équation de la première il vient :

$$4M = L_t - L'_t;$$

$$M = \frac{L_t - L'_t}{4}.$$

Cette relation sert de base à la détermination expérimentale des inductances mutuelles.

Couplage et sélectivité.

Bien qu'il soit toujours nécessaire dans le cas des transformateurs destinés au réseau alternatif, le couplage serré n'est pas désirable dans tous les cas. Afin d'obtenir une sélectivité très accusée pour certaines fréquences, les circuits résonnants doivent être libres d'osciller sur leur fréquence propre, sans qu'une influence exagérée du courant qui y est induit par suite du couplage (et partant de l'inductance mutuelle) se manifeste. Ainsi, si le primaire et le secondaire du circuit représenté sur la figure 3-34 sont accordés sur une certaine fréquence, et si le primaire reçoit un signal de cette fréquence, il apparaît une légère tension aux bornes du secondaire, même si celui-ci est

assez éloigné. Rapprochons maintenant le secondaire, la tension E_2 va en croissant, mais cet accroissement atteindra une valeur limite pour une certaine valeur d'inductance mutuelle. A partir de cette valeur, un accroissement du couplage sera accompagné d'une diminution du courant et de la tension dans le secondaire. La réaction du secondaire sur le primaire est alors telle que le primaire n'est plus en résonance, et que le courant qui y circule devient si faible que finalement l'augmentation de couplage réduit le courant et la tension dans le secondaire.

Si l'on trace les courbes de résonance en faisant varier le degré du couplage, on constate que pour un couplage faible la courbe a l'allure de celle de la figure 3-34 *a*. On remarquera que la résonance est alors très aiguë, mais que le couplage ne suffit pas pour donner le signal maximum. En augmentant le couplage jusqu'à la valeur dite *couplage critique,* on obtient le signal maximum pour la fréquence de résonance. La courbe est encore très pointue, et on utilise ce réglage lorsqu'on désire avoir une seule réponse bien définie. Si l'on dépasse légèrement le couplage critique, le niveau est relativement constant pour une bande étroite de fré-

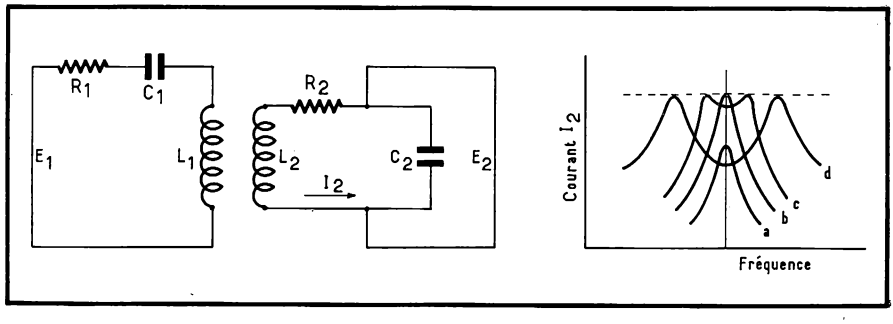


Fig. 3-34. — Courbes de résonance des circuits couplés pour différentes valeurs du couplage.

quences et tombe rapidement de part et d'autre, ainsi qu'on le voit sur la figure 3-34 *c*. Cette valeur du couplage est très souvent utilisée dans les circuits radio-électriques. En augmentant davantage encore le degré de couplage, on obtient une courbe du genre de celle de la figure 3-34 *d*, qui est une courbe à deux maxima. C'est une forme exagérée de la courbe précédente, et elle ne sert qu'à en faire ressortir les caractéristiques.

Appareils de mesures pour courant alternatif.

Presque tous les appareils pour courant alternatif donnent une mesure de l'intensité du courant qui les traverse; en cela ils ressemblent aux appareils pour courant continu. Mais l'analogie s'arrête là, car les oscillations rapides du courant ne permettent pas l'emploi de l'appareil à cadre mobile de d'Arsonval.

Il a fallu imaginer un appareil qui fournisse un couple dirigé toujours dans le même sens, en dépit de l'inversion du courant à chaque alternance. Quatre catégories d'appareils sont surtout utilisées; ce sont le type *électrodynamique,* l'appareil à *fer mobile,* l'appareil à *redresseur* et celui à *thermocouple.*

Appareils électrodynamiques.

Dans ce type d'instrument, deux bobines (les grandes bobines de la fig. 3-35), parcourues par le courant à mesurer, produisent un champ magnétique. Le même courant (ou une partie de ce courant) traverse la bobine mobile. L'inversion du courant se produit dans les bobines fixes et mobiles au même instant, de sorte que le couple est toujours dirigé dans le même sens. Ce couple est approximativement proportionnel au carré du courant. Cet appareil peut fonctionner également en courant continu; cependant, il n'a pas la sensibilité élevée des appareils normalement utilisés en courant continu. Pouvant être utilisé aussi bien en ampèremètre qu'en voltmètre,

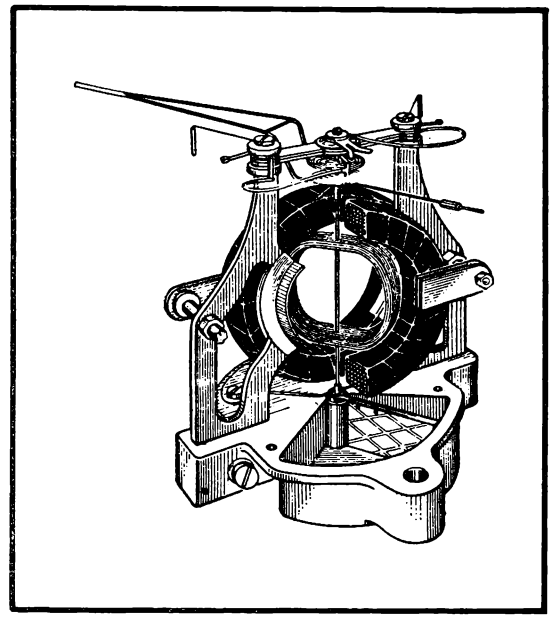


Fig. 3-35. — Appareil du type électrodynamométrique.

l'appareil électrodynamique trouve pourtant son application la plus courante dans la mesure des puissances.

Quand il est employé comme *wattmètre,* le courant de charge est envoyé dans les bobines fixes, alors que la bobine mobile, en série avec une résistance, est connectée aux bornes du réseau. La puissance étant donnée par l'expression $EI \cos \theta$, et l'intensité du champ dans l'appareil étant $I \cos \theta$ à l'instant où la tension atteint sa valeur maximum, le couple moteur et la lecture de l'appareil seront directement proportionnels à la puissance.

Le principal inconvénient de cet appareil est son coût élevé qui limite son champ d'application aux wattmètres et aux appareils de haute précision.

Appareils à fer mobile.

Les appareils peuvent se présenter sous des formes différentes, mais ils comportent tous un équipage mobile constitué par une pièce en fer doux, dont l'axe tourne dans des coussinets d'horlogerie. Un ressort en spirale fournit le couple de rappel, et une aiguille indique la position de l'équipage mobile. Le couple moteur dépend de la façon dont le fer doux subit le champ magnétique fourni par la bobine fixe (voir l'ensemble de l'appareil sur la

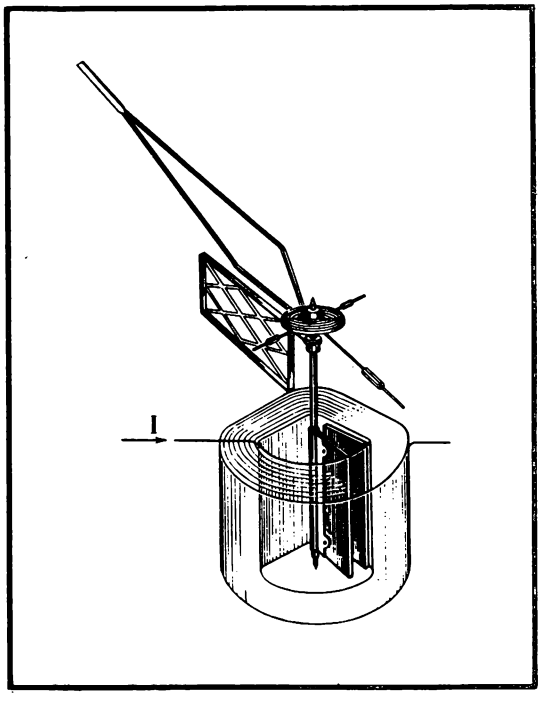


Fig. 3 - 36. — Appareil à aimant mobile.

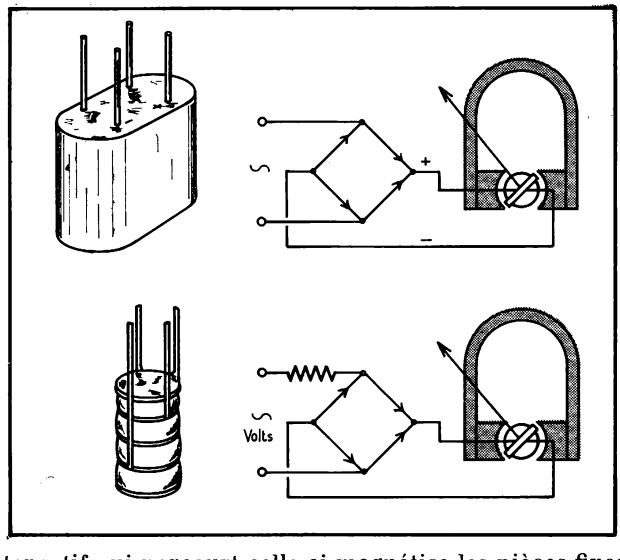


Fig. 3-37. — Appareil à redresseur.

fig. 3-36). Le courant alternatif qui parcourt celle-ci magnétise les pièces fixes et les pièces mobiles en fer doux; la polarité de ces pièces étant la même, elles se repoussent l'une l'autre quel que soit le sens du courant dans la bobine. Aucune connexion électrique avec l'équipage mobile n'est nécessaire. Quand on désire employer un tel appareil comme ampèremètre, la bobine est constituée de quelques spires de gros fil; quand il fonctionne en voltmètre elle comporte de nombreuses spires de fil fin.

Appareils à redresseur.

En ajoutant à un instrument de mesure pour courant continu un petit redresseur, on obtient un appareil pour courant alternatif (fig. 3-37). Sur le côté gauche de la figure 3-37 on aperçoit un redresseur à oxyde de cuivre, approximativement à l'échelle; on emploie quelquefois à la place de l'oxyde de cuivre des redresseurs à cristaux. Les appareils de ce dernier type sont limités habituellement à des intensités de quelques milliampères. Ils peuvent servir à la mesure de faibles intensités et tensions jusqu'à des fréquences très élevées.

Appareils à thermocouple.

La figure 3-38 donne une représentation schématique de ce type d'appareil. Le courant dont on veut connaître l'intensité passe de A à B et chauffe

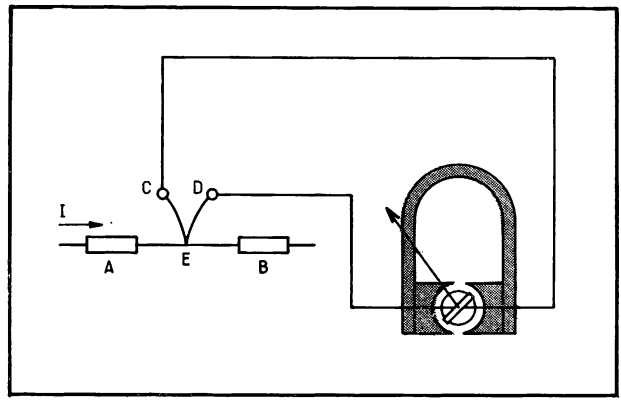


Fig. 3-38. — Appareil à thermocouple.

le fil résistant. Le thermocouple a son extrémité chaude en E et les extrémités froides en C et en D. Cet appareil est particulièrement utile aux très hautes fréquences, et permet d'effectuer des mesures satisfaisantes jusqu'à 100 MHz.

Mesure des inductances et capacités.

Bien qu'il soit possible d'obtenir avec les appareils ci-dessus des mesures très correctes des résistances, des tensions et des intensités, ils ne se prêtent pas très bien à la mesure de l'inductance des bobines et de la capacité des condensateurs. L'emploi d'un pont de Wheatstone pour courant alternatif va nous permettre de mesurer ces quantités par une comparaison directe avec des inductances et des capacités connues.

Considérons le circuit de la figure 3-39. Une tension alternative E est appliquée entre *a* et *b*. Le courant I_x, qui traverse la résistance R_2 et le bobinage inconnu X, produit dans R_2 une chute de tension $I_x R_2$, indiquée sur le diagramme vectoriel de la figure 3-39 entre les points *a* et *c*. La chute de tension aux bornes du bobinage inconnu est la somme de $I_x R_x$ et $I_x X$. Si R_1 est égal à R_2, la résistance Rs et l'inductance S doivent être ajustées de façon à être égales à la résistance et à l'inductance de l'élément inconnu. Quand ce réglage est terminé, le point *d* est au même potentiel (en phase et en amplitude) que le point *c*, et le signal aux bornes de l'indicateur doit disparaître complètement.

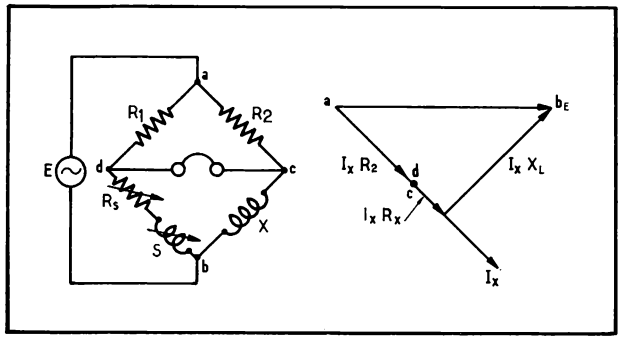


Fig. 3-39. — Pont à courant alternatif. La diagonale comporte un indicateur.

Ce pont peut servir de la même manière à la mesure des capacités. Dans certains cas, R_1 n'est pas égal à R_2 et il faut écrire :

$$X = S \frac{R_2}{R_1}.$$

Procédés basés sur la résonance.

Dans certains cas, il est plus commode de déterminer une self-inductance en cherchant la valeur de la capacité nécessaire pour obtenir la résonance des deux éléments sur une fréquence donnée. La résonance peut être mise en évidence par un appareil à aiguille ou par tout autre procédé; si le condensateur est étalonné, on a :

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C}$$

REMARQUE. — Il ne faut pas oublier, en appliquant les équations de ce type, que les inductances et capacités sont exprimées, respectivement, en henrys et en farads.

Sources de courant alternatif.

Les courants alternatifs que l'on rencontre dans les circuits radioélectriques sont produits par des montages oscillateurs comportant des tubes à vide et des circuits accordés. L'étude de ces montages et de la production des oscillations sera abordée dans un des prochains chapitres.

Reproduction de la parole et de la musique.

Les ondes sonores sont captées par le microphone qui les transforme en courants électriques. La forme de ces ondes est très complexe et leur calcul ne peut être abordé à l'aide des connaissances mathématiques élémentaires dont nous disposons dans ce livre. Nous pouvons indiquer, toutefois, la manière générale de procéder; cela donnera un aperçu des conditions de fonctionnement des circuits et des amplificateurs basse fréquence.

Le mathématicien Fourier a démontré qu'une onde de forme complexe peut être reproduite par une combinaison d'ondes sinusoïdales simples de différentes fréquences. L'oreille n'étant sensible qu'aux sons dont la fré-

quence est comprise entre 20 et 20 000 p/s (à l'extrême limite), telles sont aussi les limites des fréquences nécessaires pour reproduire les ondes sonores complexes (dans les circuits habituels, on ne tente d'ailleurs pas de descendre au-dessous de 30 p/s, ni de dépasser 10 à 15 000 p/s). Dans le calcul des circuits traversés par les ondes complexes, on décompose la tension appliquée en tensions sinusoïdales simples, on détermine la tension correspondante à la sortie du circuit et on obtient la tension résultante en faisant la somme de toutes les tensions de sortie élémentaires.

Circuits parcourus simultanément par des courants continus et par des courants alternatifs.

La méthode qui vient d'être résumée s'applique dans le cas où le circuit est parcouru également par un courant continu. Dans ce cas, le calcul du circuit relativement au courant continu se fait comme si le courant alternatif était absent. Ensuite on opère comme si le courant continu était supprimé et que le courant alternatif subsistait seul. Finalement, on ajoute les résultats obtenus, en vertu du principe bien connu de la *superposition des états*. Cette méthode ne peut toutefois pas être appliquée quand la présence du courant continu modifie les constantes du circuit en courant alternatif, comme cela se produit souvent dans le cas des tubes électroniques et, quelquefois, dans le cas des inductances à fer.

Réponses aux exercices.

3-1. — Vitesse de variation maximum : 1,256 A/sec; tension induite : $E_L = 62{,}8$ V.
3-2. — Tension maximum : 37,7 V; tension efficace : 26,63 V.
3-3. — 15,06 Ω; 7,97 A.
3-4. — 2,12 mA.
3-5. — 170,8 V, en avance sur I de 61,93°.
3-6. — 4,92 mA, en retard sur E de 38,13°.
3-7. — 7,76 A; 14,17 Ω (montage en série).
3-8. — 8,67 Ω.
3-9. — 0,50 A.
3-10. — 25,7 mA; 778 Ω.
3-11. — 0,596 A en avance sur E de 64,78°.
3-12. — 0,271 A; 36,9 Ω.
3-13. — Angle entre V_R et V_L égal à 51,45°; angle entre V_L et la tension appliquée : 52,0°.
3-14. — (a) 42,75 W; (b) 79,4 W; (c) 39,1 W.
3-15. — 17,9 mA.
3-16. — 27,4 mA; 5,83 V, en retard de 170,1°.
3-17. — 0,028 1 μF.
3-18. — 281 $\mu\mu$F.

CHAPITRE IV

PRINCIPES DES TUBES ET DES TRANSISTORS

Introduction.

De toutes les parties constituantes de l'appareillage moderne des radiocommunications, le tube électronique est la plus importante avec le transistor.

Plusieurs principes fondamentaux de la radio-électricité étaient connus longtemps avant de pouvoir être mis en application, car leur utilisation était subordonnée à la découverte et au perfectionnement du tube à vide.

Il existe des tubes à vide de toutes dimensions, depuis les modèles miniatures d'un centimètre de long jusqu'aux tubes géants de 100 kW à refroidissement par eau des grands émetteurs. Ils fonctionnent comme oscillateurs, amplificateurs, redresseurs, détecteurs, modulateurs, voltmètres, oscilloscopes; on les applique à bien d'autres fonctions spéciales. On ne peut donc sous-estimer l'importance que présente la connaissance approfondie de leurs propriétés et de leur champ d'applications.

Depuis quelques années, de nouveaux dispositifs, dont les *transistors* sont les plus importants, se sont substitués aux tubes à vide dans un certain nombre d'applications.

Le fonctionnement des transistors repose sur les variations de conduction commandées de certains corps intermédiaires entre conducteurs et isolants, et qui, pour cette raison, ont reçu le nom de *semiconducteurs*. Bien qu'on les perfectionne encore de jour en jour, les transistors ont déjà pris une importance considérable dans la technique électronique.

Emission thermo-ionique.

Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre II, un conducteur métallique est composé d'atomes comportant un grand nombre d'*électrons libres* en agitation continuelle. Si l'on augmente suffisamment la température du conducteur, certains électrons peuvent acquérir une énergie cinétique assez grande pour traverser la surface du conducteur. C'est ce qu'on appelle *émission thermo-ionique*. Tous les métaux ne possèdent pas cette propriété au même degré; les principaux matériaux employés dans les tubes actuels sont énumérés ci-après.

Tungstène.

Les *filaments* faits de ce métal sont surtout employés dans les gros tubes d'émission fournissant des courants anodiques élevés. Ils doivent être portés à une température de 2500° K (degrés *Kelvin* = degrés centigrades + 273) et nécessitent des puissances de chauffage considérables. Cette température de fonctionnement étant voisine de celle de la fusion du tungstène, la tension de chauffage doit être rigoureusement stabilisée.

A part ces restrictions, les filaments en tungstène sont robustes, ne s'usent que lentement, et peuvent supporter des surcharges importantes.

Tungstène thorié.

On dénomme ainsi le tungstène auquel on a ajouté une faible proportion d'oxyde de thorium. Après un traitement thermique approprié, on constate que le thorium forme une couche active à la surface du filament et que les électrons quittent cette surface à une température bien moins élevée (1900° K) que dans le cas du tungstène pur. Ce type de filament possède un pouvoir émissif plus élevé, et permet par suite une réduction considérable de la puissance de chauffage; en revanche il est beaucoup plus sensible aux surcharges que celui qui utilise le tungstène pur.

Filaments recouverts d'oxyde.

Les filaments et les *cathodes* à chauffage indirect de ce type consistent en un support passif, un alliage de nickel le plus souvent, recouvert d'une couche d'oxyde de baryum ou de strontium. Ces cathodes travaillent à une température relativement basse (1150° K) et leur pouvoir émissif est très élevé. Presque tous les tubes de réception, et beaucoup de petits tubes d'émission, emploient ce genre de cathode.

Construction des cathodes.

Deux genres de cathodes sont utilisés dans les tubes à vide, suivant que le chauffage est *direct* ou *indirect*. Les cathodes à chauffage direct consistent en un filament en fil replié, le plus souvent en forme de V ou W, chauffé par le passage d'un courant continu ou alternatif. Dans ce dernier cas, le plus fréquent aujourd'hui, les différents points du filament ne sont pas au même potentiel. Or, le flux électronique étant fonction du potentiel des autres électrodes par rapport à la cathode (comme nous le verrons ultérieurement), cette circonstance peut entraîner des fluctuations du courant et, partant, un bruit de fond dans le circuit de sortie du tube. Pour éviter cet effet, le retour des différents circuits du tube est connecté au point milieu de l'enroulement secondaire du transformateur de chauffage. Ce point est, en effet, porté au potentiel moyen du filament.

La cathode à chauffage indirect consiste en une enveloppe métallique tubulaire, recouverte de substance émissive, et chauffée par des fils disposés sur un support en céramique; ce support est placé à l'intérieur de l'enveloppe métallique. L'avantage de ce type de cathode réside dans le fait que tous les points de celle-ci sont portés au même potentiel, du fait qu'elle n'a aucun point commun avec le courant de chauffage. D'autre part, les fils chauffants sont repliés en une torsade si serrée qu'ils ne produisent pratiquement aucun champ magnétique; or, s'il en existait un, ce serait encore une cause de bruit de fond dans le circuit de sortie.

Diodes.

Les tubes électroniques peuvent être classés suivant le nombre de leurs éléments actifs, dits *électrodes*. Le plus simple est la diode, qui comporte deux éléments; une cathode et une plaque ou anode. Si la plaque est rendue positive par rapport à la cathode, en connectant entre les deux électrodes une source de potentiel continu, les électrons émis par la cathode sont attirés par la plaque, et, par l'intermédiaire des fils conducteurs, traversent la batterie et reviennent à la cathode remplacer les électrons partants.

Ce mouvement continu d'électrons constitue un courant électrique traversant le *circuit plaque* du tube. L'intensité du courant ne dépend que du nombre d'électrons arrivant à la plaque en une seconde, et ce nombre est fonction, à son tour, de la température de la cathode et du potentiel de la plaque.

Utilisons, pour étudier ces relations, le circuit de la figure 4-1. Si le courant de chauffage I_f est maintenu constant à la valeur I_{f1}, et si la tension plaque E_b croît à partir de zéro, le courant plaque I_b croîtra comme l'indique la courbe inférieure de la figure 4-2. En augmentant le courant de chauffage jusqu'à une nouvelle valeur I_{f2}, on élève la température de la cathode et on obtient la courbe supérieure de la figure 4-2. On remarquera que les deux courbes coïncident pratiquement pour les faibles tensions, et qu'elles devien-

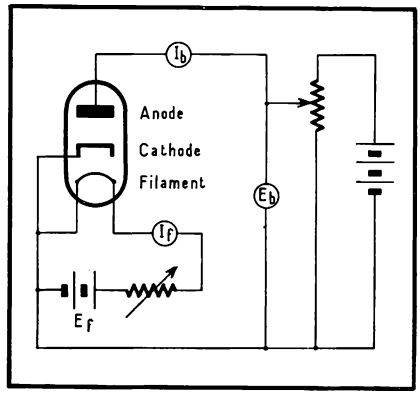


Fig. 4-1. — Montage expérimental pour le relevé des caractéristiques statiques des diodes.

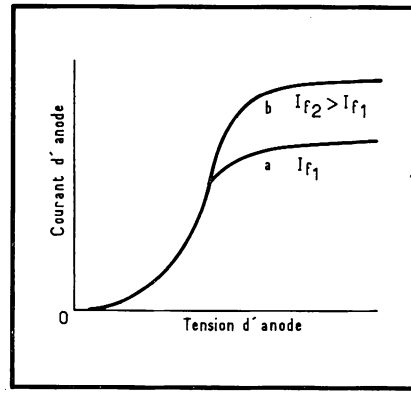


Fig. 4-2. — Saturation thermique du courant d'une diode.

nent presque horizontales dans la partie supérieure, mais pour différentes valeurs du courant plaque. Le *palier de saturation thermique* ainsi obtenu est dû au fait que tous les électrons que la cathode peut émettre à une température donnée atteignent la plaque et que, par conséquent, le courant ne peut dépasser la valeur déterminée par ce nombre d'électrons. Le seul effet d'une nouvelle augmentation du potentiel anodique est de faire arriver chaque électron à la plaque à une vitesse accrue; comme cela ne change pas le nombre des électrons qui y arrivent par seconde, le courant plaque ne change pas. Mais si on augmente la température de la cathode, le nombre d'électrons émis croît également.

Charge d'espace.

Maintenons constant le potentiel de la plaque dans la figure 4-1 et faisons varier le courant de chauffage I_f; nous aurons la courbe de la figure 4-3. En portant le potentiel de plaque à une valeur plus élevée E_{b2}, on constate que le courant anodique est plus fort, mais seulement pour les températures élevées de la cathode (valeurs élevées de I_f). Il est évident que la saturation

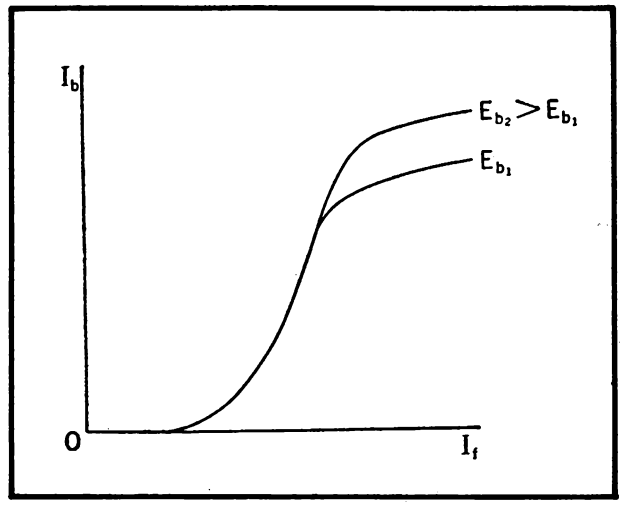


Fig. 4-3. — Limitation du courant d'une diode par la charge d'espace.

provoque la coïncidence des deux courbes dans la région inférieure. Les deux courbes sont approximativement horizontales dans la partie supérieure, et cette limitation du courant est due à ce qu'on appelle la *charge d'espace.*

Les électrons libérés par la cathode ont tendance à se grouper autour d'elle, constituant une sorte de petit nuage chargé négativement. Cette charge produit un champ qui tend à repousser les électrons émis par la cathode, où ils auraient tendance à retourner si la plaque n'existait pas. Même avec une plaque portée à un potentiel positif, seuls les électrons émis avec une vitesse suffisante auront l'énergie nécessaire pour traverser la charge d'espace.

Cet effet, qui équivaut à une réduction de la tension de plaque, est tres important, car la plage de fonctionnement de la plupart des tubes est précisément celle où la charge d'espace se fait sentir. Les applications où le courant est limité par la saturation de température sont très rares.

Résistance interne.

Bien que la relation entre le courant et la tension plaque d'un tube ne puisse pas être exprimée simplement par la loi d'Ohm, on a jugé commode de créer une notion qui s'y assimile; c'est le rapport du potentiel au courant anodique, portant le nom de *résistance interne en courant continu,* et mis en évidence sur la figure 4-4 comme le rapport O A/A P. Cette notion est utile quand le courant qui traverse le tube est continu; mais la *résistance interne en courant alternatif* joue un rôle bien plus important. Cette dernière quantité, qui est le rapport de la variation du potentiel à la variation correspondante du courant, est donnée, au voisinage du point P de la figure 4-4, par le rapport Q B/B S. Pour certaines diodes, la résistance en continu est à peu près double de celle en courant alternatif.

La figure indique clairement qu'aucune de ces deux quantités n'est constante quand la tension varie, et que toutes les deux décroissent pour des valeurs croissantes de courant et de tension.

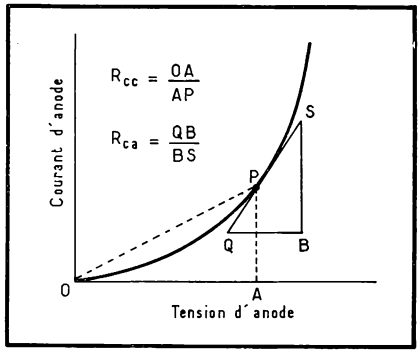


Fig. 4-4. — Résistance interne en courant continu et en courant alternatif.

Effet redresseur.

Si la plaque d'une diode est rendue négative par rapport à la cathode, les électrons ne pourront pas franchir l'espace cathode-plaque, et il n'y aura pas de courant. En conséquence, si on applique une tension alternative à la plaque, le courant ne pouvant passer que pendant les alternances positives, consistera en une série d'impulsions ayant toutes le même sens. Le tube constitue un *redresseur,* transformant un courant alternatif en un courant unidirectionnel. Cette propriété est très largement utilisée pour obtenir des tensions et des courants continus à partir de sources alternatives.

Tubes à gaz.

Si tout le gaz n'est pas évacué de l'ampoule du tube, certains électrons rencontrent, au cours de leur trajet, des atomes de gaz. Ces collisions libèrent de nouveaux électrons (qui gravitaient autour des noyaux d'atomes), attirés eux aussi vers la plaque. Ces électrons peuvent à leur tour rencontrer d'autres atomes, et les nouvelles collisions libèrent d'autres électrons. Ce phénomène porte le nom d'*ionisation* et prend naissance quand le nombre d'atomes de gaz dans l'espace cathode-plaque est suffisant.

Une quantité d'énergie bien définie est nécessaire pour libérer un électron d'un atome d'un gaz donné; la tension nécessaire pour fournir cette quantité d'énergie porte le nom de *potentiel d'ionisation.* Nous donnons ci-dessous quelques valeurs caractéristiques :

GAZ	Potentiel d'ionisation (volts)
Argon	15,7
Néon	21,47
Hélium	4,0
Mercure	10,38

L'atome qui a perdu un électron a acquis une certaine charge positive. Il est attiré par la cathode, mais sa masse considérable l'empêche d'atteindre des vitesses comparables à celles des électrons se dirigeant vers l'anode. Il peut pourtant avoir acquis, vers la fin de son trajet, une énergie cinétique suffisante pour que le bombardement de la cathode par un grand nombre de ces particules positives produise sur elle un effet destructeur, surtout si elle est du type à revêtement d'oxyde. Cet effet peut être important dans des tubes tels que les redresseurs à vapeur de mercure, étudiés dans le chapitre V.

Limites des conditions de fonctionnement.

Lorsqu'on essaie de faire fonctionner les tubes à puissance élevée, on rencontre certaines limitations. L'une de ces limitations réside dans le courant de crête qui représente le nombre maximum d'électrons pouvant être émis sans dommage pour la cathode, et sans une élévation excessive de la chute de la tension dans le tube.

Une autre limitation est constituée par la *tension inverse de pointe,* qui est la tension maximum pouvant être appliquée sans provoquer une défaillance, soit par claquage électrique, soit par ionisation du gaz qui reste dans l'ampoule du tube.

La troisième limitation importante réside dans la *dissipation anodique.* Quand un électron atteint la plaque, son énergie cinétique est transformée en chaleur et sert à élever la température de la plaque. Si cette dissipation devient trop élevée, la plaque peut rougir et même fondre; elle peut aussi

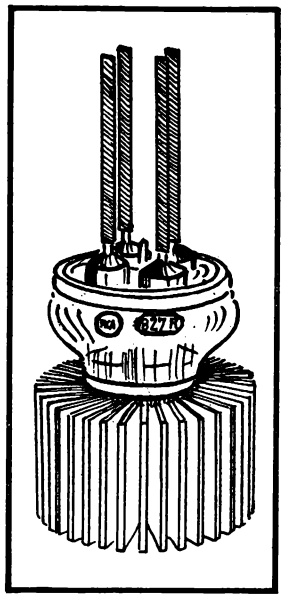


Fig. 4-5 (à gauche). — **Tube refroidi par air, avec ailettes de refroidissement.**

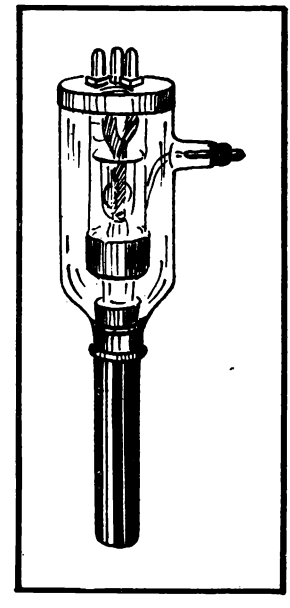


Fig. 4-6 (à droite.) — **Tube à refroidissement par eau.**

devenir le siège d'une *émission électronique secondaire.* Certains tubes d'émission de grande puissance sont munis d'ailettes de refroidissement destinées à transmettre le plus rapidement possible à l'air environnant la chaleur accumulée sur la plaque. D'autres tubes sont conçus de façon à permettre une circulation d'eau autour de l'anode (fig. 4-5 et 4-6).

Le maximum de chaleur qu'une anode peut dissiper est défini par la puissance électrique équivalente, mesurée en watts, et s'appelle la *dissipation anodique* maximum. Dans les tubes comportant d'autres électrodes, leur dissipation doit être également prise en considération.

Dans le cas des tubes d'émission, le constructeur fournit les renseignements concernant les différentes valeurs limites, qui, si l'on veut que le tube conserve sa durée de vie normale, doivent être respectées.

Triodes.

Une triode est un tube comportant une troisième électrode, appelée *grille,* entre la cathode et la plaque. La grille prend normalement la forme d'une spirale de fil fin; les électrons la traversent librement. La grille étant beaucoup plus près de la cathode que de la plaque, son potentiel commande le flux électronique d'une façon bien plus énergique que celui de la plaque. Si le potentiel de la grille est négatif par rapport à la cathode, comme c'est le plus souvent le cas, les électrons ne sont pas attirés vers la grille elle-même, et il n'y a pas de courant de grille.

Toutefois, la variation du potentiel de la grille influe sur la charge d'espace et, partant, sur le courant anodique.

Caractéristiques des triodes.

Considérons le circuit de la figure 4-7. Si l'on maintient constant le potentiel de plaque E_b, et si l'on fait varier celui de la grille, on obtient l'une des courbes de la figure 4-8. Les autres s'obtiennent de la même façon, pour différentes valeurs de E_b. Un tel ensemble constitue ce qu'on nomme

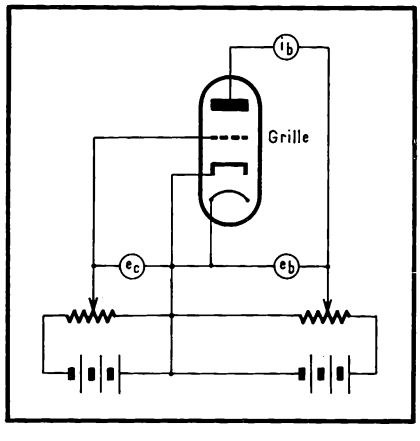


Fig. 4-7. — Montage expérimental pour le relevé des caractéristiques statiques des triodes.

une *famille de courbes.* En interpolant entre deux courbes si c'est nécessaire, on obtient le courant plaque correspondant à un couple quelconque de valeurs des tensions grille et plaque.

Notons que chacune de ces *caractéristiques de grille* est très semblable aux caractéristiques des diodes de la figure 4-2, sauf que l'effet de saturation n'est pas visible. L'absence de saturation est due au fait que, dans les tubes modernes, la cathode est capable d'émettre bien plus d'électrons que ce qui est nécessaire pour fournir le courant normal. Il en résulte qu'une certaine variation de courant de chauffage peut être tolérée sans affecter sérieusement les performances et la durée de service du tube. Notons aussi que les courbes sont presque rectilignes au-dessus de la partie inférieure, et qu'elles sont presque parallèles pour les différentes valeurs de la tension plaque. Nous montrerons plus loin l'importance de ces propriétés quand le tube est employé comme amplificateur et qu'il est nécessaire de réduire au minimum la *distorsion* du signal transmis.

La figure 4-9 donne une autre façon de représenter les caractéristiques des tubes. Ici le potentiel de la grille est maintenu constant pour chaque

courbe, et c'est la tension anodique que l'on fait varier. On obtient ainsi les *caractéristiques plaque,* qui sont plus utiles dans de nombreuses applications. La forme de ces caractéristiques est semblable à celle des caractéristiques de grille; l'effet d'une augmentation du potentiel négatif de la grille

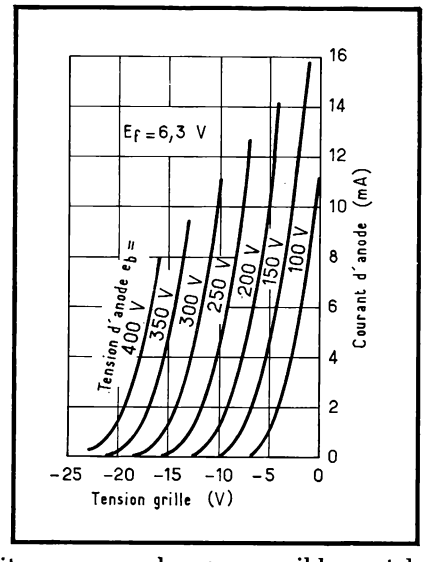


Fig. 4-8. — Caractéristiques de grille de la triode 6J5.

est de déplacer les courbes vers la droite, sans en changer sensiblement la forme.

Paramètres des tubes.

Trois paramètres importants, obtenus à partir des réseaux des caractéristiques, sont très utiles lorsqu'on étudie le fonctionnement des tubes. Ce sont le *coefficient d'amplification,* la *pente* et la *résistance interne.*

Le coefficient d'amplification, désigné par les symboles μ (mu) ou K, est le rapport d'une variation de la tension plaque à la variation correspondante de la tension grille, le courant plaque étant maintenu constant. Il donne la mesure de l'efficacité avec laquelle la grille commande le courant anodique, comparativement à la plaque. Dans la figure 4-9, les courants plaque en A et en B sont les mêmes, et on a, d'après la définition ci-dessus :

$$\mu = \frac{A\,B}{\Delta\ E_C}$$

où ΔE_C représente la différence entre les potentiels de grille des courbes passant par A et B. Dans les triodes, μ varie entre 2 et 100, et dans la plupart des cas reste compris entre 10 et 40. Pour une triode particulière, le coefficient d'amplification reste pratiquement constant dans toutes les conditions de fonctionnement, exception faite du cas de très faibles courants anodiques.

La pente S est le rapport d'une variation du courant plaque à la variation correspondante de la tension grille, le potentiel anodique restant constant. Elle mesure l'efficacité avec laquelle la grille contrôle le courant anodique. Nous avons, dans la figure 4-9 :

$$S = \frac{B\,C}{\Delta\ E_C}$$

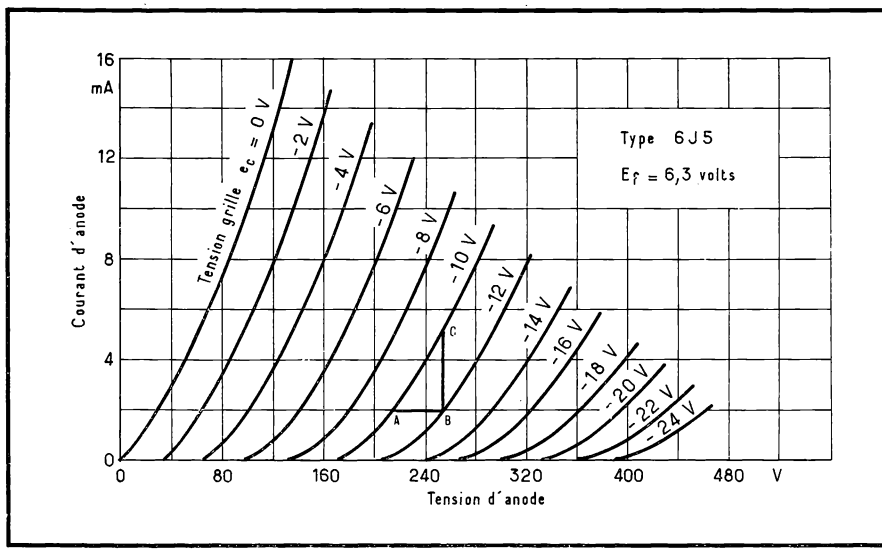


Fig. 4-9. — Caractéristiques de plaque de la triode 6J5.

La pente est mesurée en micromhos et sa valeur est de l'ordre de quelques milliers dans la plupart des tubes (1). Elle n'est pas aussi constante que le coefficient d'amplification; sa valeur dépend surtout de celle du courant plaque.

La résistance interne R_i est donnée par le rapport d'une variation de la tension anodique à la variation correspondante du courant anodique, la tension grille étant maintenue constante. On a, d'après la figure 4-9 :

$$R_i = \frac{AB}{BC}$$

Dans les triodes, la valeur de R_i reste généralement comprise entre 2000 et 100 000 Ω.

Il résulte des définitions ci-dessus la relation suivante entre les trois paramètres : μ (ou K) $= S R_i$.

Il suffit donc de préciser deux de ces paramètres pour que le troisième puisse en être déduit immédiatement.

Composantes des courants et des tensions.

Dans la plupart des applications, le courant plaque, ainsi que les tensions grille et plaque, ne gardent pas de valeurs constantes, mais varient avec le temps (voir la fig. 4-10, reproduite de *I R E Standards Report on Electronics*). Il est utile de décomposer un tel courant (ou une telle tension) en sa partie continue ou moyenne I_b et en sa partie variable de valeur maximum (I_{pm}) ou efficace (I_p). Dans presque tous les cas, la composante alternative est seule intéressante, bien qu'il importe aussi de connaître la composante continue qui fixe la région des caractéristiques où se trouve le *point de fonctionnement.*

(1) En France, la pente est exprimée en millimhos, c'est-à-dire en milliampères par volt (mA/V).

Notons également que la valeur de I_b peut changer lorsqu'on applique un signal au tube.

Un exemple caractéristique est donné par la figure 4-11, où l'on voit une triode avec une résistance R dans le circuit anodique. Une tension alternative E_s, dite *tension de signal,* fait varier le potentiel de la grille autour de sa valeur continue moyenne E_c. Le courant plaque variera donc également, et on peut le considérer comme comportant une composante continue I_b et une composante alternative I_p (voir fig. 4-10). Ce courant, en traversant la

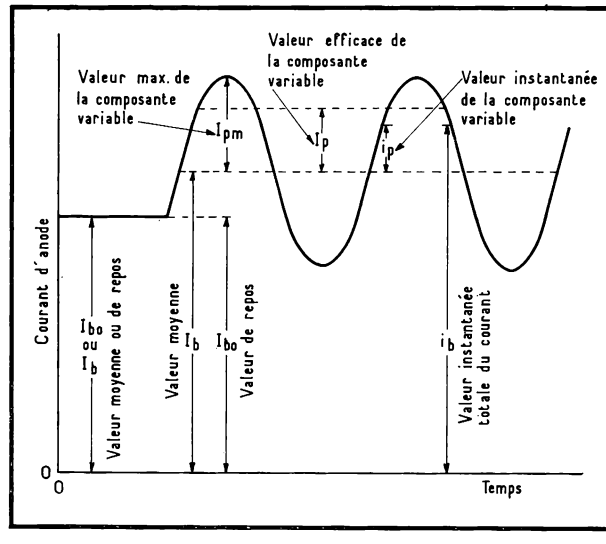


Fig. 4 - 10. — Composantes du courant plaque.

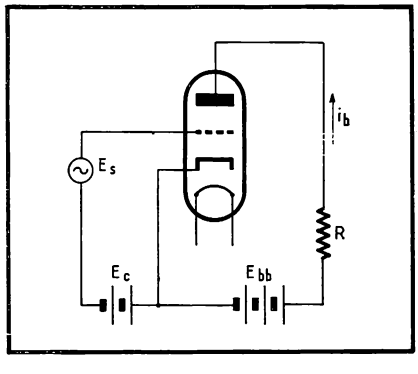


Fig. 4-11. — Schéma d'une triode avec sa résistance de charge.

résistance R, produira une chute de tension alternative $I_p R$. Notons tout de suite que la composante continue E_b du potentiel anodique est inférieure à la tension continue E_{bb} fournie par la source. La différence entre E_b et E_{bb} est égale à la chute de tension continue dans la résistance R.

Caractéristique dynamique (droite de charge).

Un graphique simple permet de déterminer rapidement ces différentes composantes dans les conditions de fonctionnement données. Considérons le réseau des caractéristiques de plaque du tube choisi (fig. 4-12), et traçons

sur ce réseau ce qu'on appelle la *caractéristique dynamique* ou *droite de charge* qui est une droite d'équation :

$$e_b = E_{bb} - Ri_b,$$

qui résulte clairement du schéma de la figure 4-11. Tout point de cette droite représente une combinaison réalisable du courant et de la tension plaque; il n'y en a pas d'autres possibles. Il résulte immédiatement de l'équation ci-dessus que l'on a, pour $i_b = 0$:

$$e_b = E_{bb}.$$

La caractéristique dynamique coupe donc l'axe horizontal en un point tel que :

$$e_b = E_{bb}.$$

D'une manière analogue, elle coupe l'axe vertical pour :

$$i_b = \frac{E_{bb}}{R}$$

Il est donc très facile de tracer la caractéristique dynamique en utilisant ces deux points.

Si la polarisation de grille est E_c, le point de repos est en P, point d'intersection de la caractéristique dynamique et de la courbe correspondant à E_c. Lorsqu'un signal E_s est appliqué au tube, les valeurs instantanées du

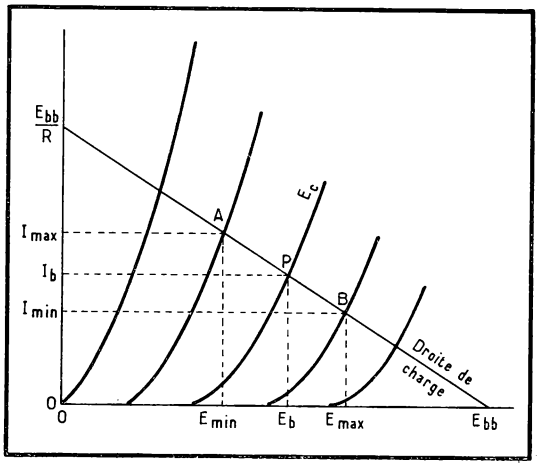


Fig. 4 - 12. — Droite de charge.

courant i_b et de la tension e_b sont données par le point représentatif oscillant autour du point P (appelé souvent *point de fonctionnement*), le long de la caractéristique dynamique.

Si les limites de variation de la tension de grille sont A et B, le potentiel de la plaque variera entre E_{min} et E_{max}, et la valeur de crête de la tension alternative de plaque sera :

$$E_{pm} = \frac{E_{max} - E_{min}}{2}.$$

La valeur continue du potentiel anodique (E_b) varie, pour une caractéristique dynamique donnée, en fonction de E_c.

Les composantes continue et alternative du courant se déduisent du diagramme considéré d'une manière semblable.

On peut aussi tracer la caractéristique dynamique sur le réseau des caractéristiques de grille, mais dans ce cas elle ne dépend plus seulement

de la tension E_{bb} appliquée et de la résistance extérieure R, mais aussi des caractéristiques du tube elles-mêmes. Comme ces caractéristiques ne sont pas linéaires en général, la ligne tracée n'est plus une droite et doit être établie point par point, comme on le verra dans le chapitre VII.

Circuit équivalent d'un tube à vide.

Il existe un autre procédé permettant de trouver la tension alternative de sortie d'un tube, c'est celui du *circuit équivalent,* indiqué sur la figure 4-13 et correspondant au circuit réel de la figure 4-11. Moyennant certaines suppositions admissibles on peut montrer que le calcul du circuit équivalent conduit aux valeurs exactes des courants et tensions du circuit véritable.

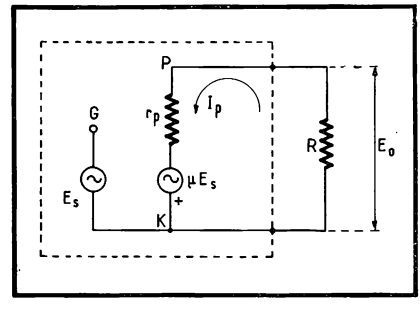


Fig. 4-13. — Circuit équivalent de la figure 4-11.

Ces suppositions consistent à considérer μ et R_i comme constants dans toute la région du fonctionnement, ou, autrement dit, que les caractéristiques statiques sont dans cette région rectilignes, parallèles et équidistantes. Cela est toujours vrai dans le cas de signaux faibles; pour les signaux forts, la validité de ces hypothèses doit être examinée dans chaque cas particulier.

L'*amplification en tension* du circuit de la figure 4-11 est définie par le rapport de la tension alternative de plaque au signal appliqué à la grille. Nous allons calculer cette amplification au moyen du circuit équivalent.

Dans le circuit série formé par R_i et R, nous avons :

$$I_p = \frac{-\mu E_s}{R_i + R}.$$

Si l'on inverse le sens du courant de façon qu'il coïncide avec celui du tube réel, le signe négatif disparaît du numérateur; cela simplifie l'écriture. Le courant produit une chute de tension dans la résistance R entre les points P et K, qui correspondent respectivement à la plaque et à la cathode du tube.

Le potentiel de P par rapport à K est :

$$E_p = \frac{\mu E_s R}{R_i + R},$$

d'où il résulte que l'amplification en tension est donnée par :

$$A = \frac{E_p}{E_s} = \frac{\mu R}{R_i + R}.$$

Il faut se souvenir que E_p et E_s sont en opposition de phase. Ce fait peut aussi être observé sur la figure 4-12; il est important d'en tenir compte quand on étudie les amplificateurs à réaction (chapitre VII).

Tétrodes.

Les tensions grille et plaque étant en opposition de phase, la différence de potentiel alternative entre la grille et la plaque est considérable; elle est égale à la somme des tensions alternatives d'entrée et de sortie. Cette tension provoque, par suite de la capacité interne grille-plaque, la naissance d'un courant allant de la plaque à la grille et, dans certaines conditions, cette réaction rend instable le fonctionnement de l'amplificateur. Cette instabilité

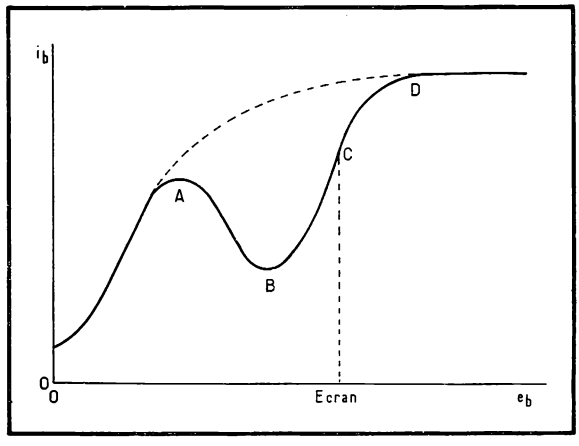


Fig. 4-14. — Caractéristiques plaque d'une tétrode.

peut être évitée en insérant un écran électrostatique, appelé *grille-écran,* entre la première grille et la plaque. La première grille prend alors le nom de *grille de commande* et le tube s'appelle *tétrode* ou *tube à grille-écran.*

Pour permettre le passage d'un flux électronique suffisant, la grille-écran doit être portée à un potentiel positif. Ce potentiel doit être rigoureusement exempt de toute composante alternative, si l'on veut que l'écran remplisse correctement son rôle.

L'écran protège la grille de commande contre les variations du potentiel anodique, mais il protège également la cathode. Il en résulte que l'émission électronique ne dépend que très peu du potentiel de l'anode; elle est surtout fonction des potentiels de la grille de commande et de la grille-écran. Une partie du flux électronique (assez faible, en général) est dérivée vers la grille-écran à cause du potentiel positif de celle-ci, et forme le *courant d'écran.* Une variation relativement grande du potentiel anodique n'entraîne qu'une faible variation du courant plaque; il en résulte que la résistance interne R_i est beaucoup plus forte que dans le cas des triodes. Pour la même raison, le coefficient d'amplification μ est plus élevé dans une tétrode que dans une triode. Quant à la pente, elle est approximativement du même ordre de grandeur, ou légèrement plus faible à cause de la fraction du courant cathodique dérivée vers la grille-écran. Dans les tétrodes de réception, R_i est de l'ordre du mégohm et μ de l'ordre de plusieurs centaines.

Caractéristiques plaque d'une tétrode.

La figure 4-14 représente une caractéristique plaque normale d'un tube à grille-écran. Pour les tensions anodiques au-delà de D, le courant plaque ne dépend presque plus de la tension anodique, ainsi que nous l'avons vu plus haut, et nous avons là une région de fonctionnement utilisée norma-

lement dans le cas des amplificateurs. En deçà de D, on observe un effet portant le nom d'*émission secondaire.*

Lorsqu'un électron frappe la plaque avec une vitesse suffisante, il chasse de sa surface un ou plusieurs électrons, dits électrons secondaires, qui seront attirés vers la grille-écran (et contribueront à former le courant d'écran) si celle-ci est portée à un potentiel plus élevé que la plaque. Mais, en même temps, le courant anodique diminue et il en résulte le creux de la figure 4-14, entre les points A et C. Au-dessous de A, la vitesse d'arrivée à la plaque est trop faible pour libérer des électrons secondaires. Au-dessus de D, les électrons secondaires sont émis en grand nombre, mais la tension de la plaque est beaucoup plus élevée que celle de la grille-écran, de sorte que les électrons secondaires reviennent tous à la plaque. En C, les tensions plaque

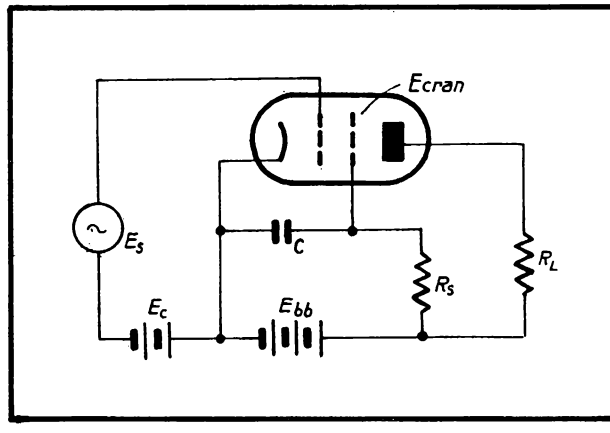


Fig. 4-15. — Alimentation de la grille - écran d'une tétrode.

et écran sont égales et la diminution du courant anodique entre C et D est due à la vitesse initiale des électrons secondaires qui, si elle est assez grande, permet aux électrons de vaincre la différence de potentiel entre la plaque et la grille-écran. Ainsi, la plaque continuera à perdre des électrons au bénéfice de l'écran. Au-delà du point D, le champ électrique entre la plaque et l'écran est suffisamment fort pour que tous les électrons secondaires retournent à la plaque, de sorte que l'effet d'émission secondaire n'affecte pas, dans cette région, les courants normaux de plaque et de grille-écran.

Le taux d'émission secondaire dépend, toutes choses étant égales par ailleurs, de la nature du métal qui a servi à la construction de l'anode. Le carbone et le graphite, quoique très bons conducteurs, causent cet effet à un degré bien moindre que la plupart des métaux, et les tubes dont les anodes sont revêtues avec du graphite ont une variation de courant plaque dans la région A B C D plus faible que ceux dont l'anode est purement métallique.

Il est souvent commode de prendre la tension d'écran sur la source de potentiel anodique; la figure 4-15 indique une façon pratique de procéder. La valeur de R_s est choisie de façon à produire la chute de tension nécessaire. Ainsi, la tension E_{bb} étant de 300 V, et le potentiel d'écran demandé de 100 V, la chute de tension à obtenir est de 200 V. Si le courant d'écran normal est de 0,5 mA, la valeur de la résistance chutrice devra être de 400 000 Ω.

Toutefois, si on ne prend pas de précautions pour maintenir constant le potentiel d'écran, la présence de cette résistance chutrice entraînera une perte sérieuse dans le circuit de sortie. Il est facile de s'en convaincre si on remarque qu'un accroissement du potentiel de la grille de commande augmente le courant d'écran, ce qui diminue le potentiel d'écran du fait d'une chute de tension plus grande dans R_s. Il en résulte une diminution du courant plaque.

On peut éviter cet effet au moyen d'un condensateur C (fig. 4-15), qui, si sa capacité est assez grande, rend le potentiel d'écran pratiquement constant en ramenant directement à la cathode les variations du courant d'écran, au lieu de leur permettre de passer par R_s. La règle pratique pour choisir C est que sa réactance ne doit pas être supérieure à 1/5e de la résistance en parallèle avec lui, à la plus basse des fréquences de fonctionnement. Pour calculer cette réactance, il faut se rappeler qu'il existe une résistance interne d'écran, analogue à la résistance interne de plaque. Supposons que dans le cas présent cette résistance soit de 100 000 Ω. Donc, en parallèle sur le condensateur C, nous avons la résistance interne d'écran et la résistance R_s. La résistance équivalente aux bornes du condensateur est par conséquent :

$$\frac{100\,000 \times 400\,000}{100\,000 + 400\,000} = 80\,000\ \Omega.$$

Avec la règle énoncée, la réactance de C ne doit pas dépasser 16 000 Ω. Supposons que le tube fasse partie d'un amplificateur laissant passer les fréquences depuis 50 p/s; la capacité nécessaire sera :

$$C = \frac{10^6}{2\pi \times 50 \times 16\,000} = 0{,}2\ \mu F.$$

Si on emploie une capacité plus faible, le gain du tube sera satisfaisant aux fréquences élevées, mais il n'en sera pas de même aux fréquences basses.

Pentodes.

L'effet du creux dans les caractéristiques statiques de la tétrode est de limiter la tension de sortie maximum utilisable, puisque la région de fonctionnement ne peut s'étendre (vers la gauche) au-delà du point D de la figure 4-14. La caractéristique aurait la forme indiquée par le pointillé, et l'effet d'émission secondaire serait supprimé, si l'on pouvait renvoyer vers la plaque les électrons qu'elle émet.

Ce résultat est obtenu en insérant entre la plaque et la grille-écran une troisième grille, dite *grille suppresseuse*. Cette grille a généralement les mailles plus espacées que les autres grilles, et elle est directement reliée à la cathode, de sorte que son potentiel est nul. Elle a peu d'effet sur l'émission par la plaque des électrons secondaires, mais en revanche elle agit fortement sur ceux qui ont déjà quitté la plaque. Même quand la tension plaque est faible, le champ entre la grille suppresseuse et la plaque est suffisamment fort pour faire retourner vers celle-ci tous les électrons secondaires émis.

Les tubes de ce type portent le nom de *pentodes*. La figure 4-16 représente les caractéristiques d'une 6AU6, qui est une pentode amplificatrice en tension d'un type courant. La connexion de la grille suppresseuse est ramenée à une broche spéciale sur le culot de la lampe, pour permettre certaines utilisations particulières; toutefois, dans de nombreux cas, cette grille est connectée à la cathode à l'intérieur du tube.

En comparant les figures 4-14 et 4-16, il est clair que pour une tension anodique donnée, la pentode fournira une tension de sortie bien plus élevée que la tétrode.

Les valeurs de μ, R_i et S sont approximativement les mêmes pour les tétrodes et les pentodes des types correspondants; leurs emplois dans les circuits sont donc similaires. Dans tout circuit conçu pour donner un gain élevé, il est important de bien séparer au moyen d'un blindage, ou par un écartement suffisant, les connexions d'entrée des connexions de sortie. S'il n'en est pas ainsi, l'avantage de la grille-écran est perdu et l'instabilité apparaît.

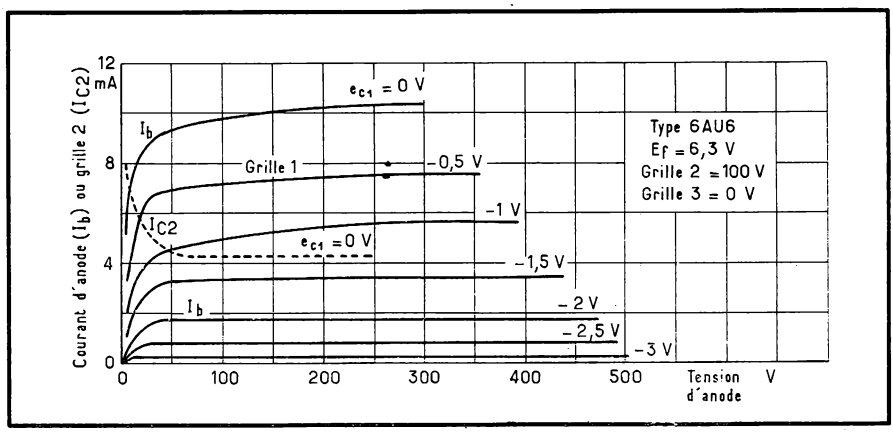


Fig. 4-16. — Caractéristiques plaque d'une pentode 6AU6.

On peut étudier le fonctionnement d'une pentode, comme celui d'une triode, au moyen du réseau des caractéristiques ou du circuit équivalent.

Dans ce dernier cas, une simplification est possible à cause de la grande valeur de la résistance interne (de plaque) de la pentode. Dans l'expression de l'amplification en tension

$$A = \frac{\mu R}{R_i + R},$$

R_i est le plus souvent suffisamment grand par rapport à R pour que cette dernière puisse être négligée. On peut donc écrire :

$$A = \frac{\mu R}{R_i} = S R.$$

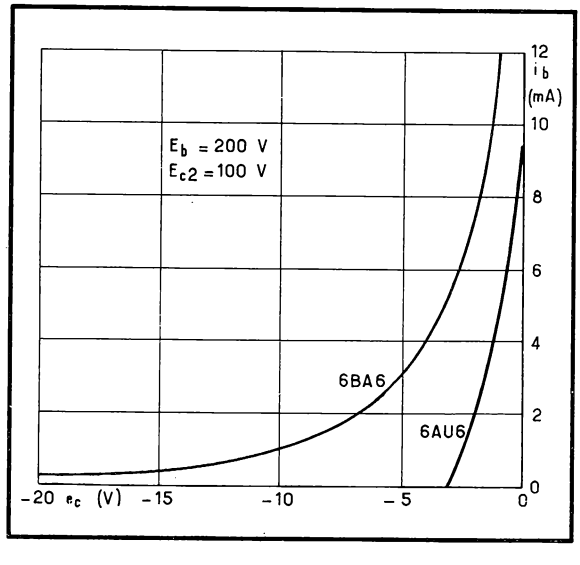


Fig. 4-17. — Caractéristiques de grille comparées d'une lampe à pente fixe (6AU6) et d'une lampe à pente variable (6BA6).

Pentodes à pente variable.

Dans certaines pentodes, comme par exemple la 6BA6, la spirale de la grille possède un pas variable, de sorte qu'à certains endroits les spires sont plus voisines qu'à d'autres. Les spires plus serrées ont une action plus énergique sur le flux d'électrons que celles à espacement plus grand, et il en résulte une modification sensible de la caractéristique de grille. Lorsqu'on augmente la polarisation de grille de commande, on se rapproche du point d'annulation du courant plaque bien plus graduellement que quand les mailles de la grille sont régulièrement espacées. On obtient ainsi les tubes à *pente variable* (fig. 4-17). La caractéristique beaucoup plus progressive du tube à pente variable est très apparente.

Cette propriété peut être utilisée pour commander le gain du tube. Dans une pentode, on a, approximativement :

$$A = S R.$$

Mais la valeur de S varie le long de la courbe caractéristique : elle est maximum quand la polarisation est nulle et décroît au fur et à mesure que la polarisation croît. Cela résulte immédiatement de l'inspection de la courbe. On peut, par conséquent, agir sur le gain d'un amplificateur simplement en réglant la valeur de la polarisation de grille. Dans les récepteurs de radio, qui doivent s'accommoder de signaux d'intensité très variable, on fait dépendre cette polarisation de la tension de sortie de l'amplificateur, ce qui a pour effet de réduire automatiquement la sensibilité de celui-ci lorsqu'on reçoit un signal trop fort. Ce genre de régulation, appelé *commande automatique de sensibilité,* existe dans tous les récepteurs modernes.

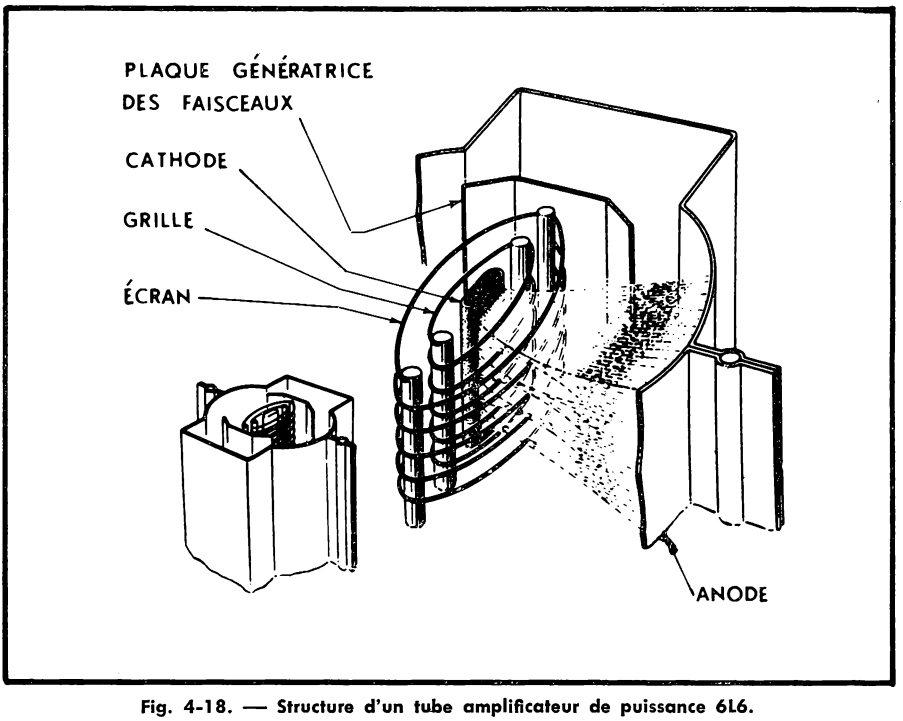


Fig. 4-18. — Structure d'un tube amplificateur de puissance 6L6.

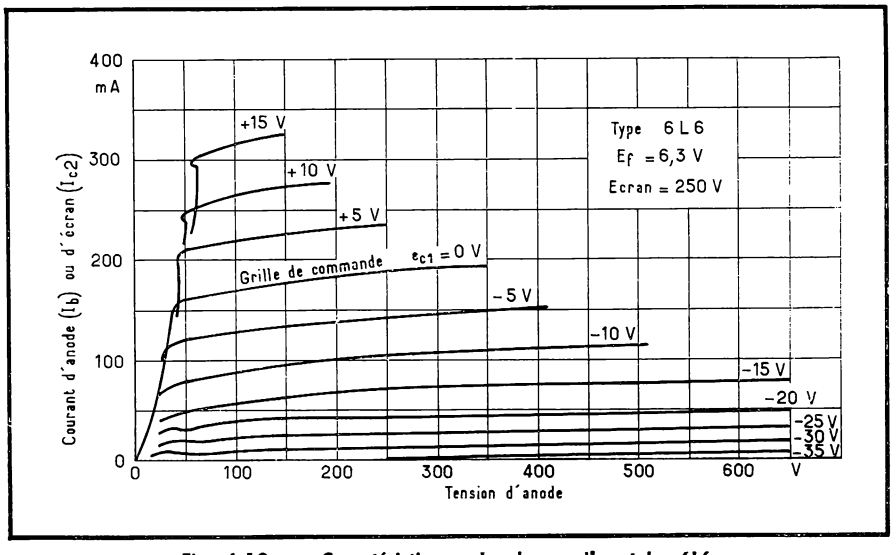


Fig. 4-19. — Caractéristiques de plaque d'un tube 6L6.

Tubes à faisceaux dirigés.

Au lieu de se servir d'une grille suppresseuse pour éliminer les effets indésirables de l'émission secondaire, on peut arriver au même résultat en donnant aux différentes électrodes une disposition susceptible d'influencer la charge d'espace au voisinage de la plaque. La figure 4-18 indique cette disposition dans le cas d'une 6L6, qui est le type d'une lampe de puissance à faisceaux dirigés. On voit ainsi la distribution du flux électronique à l'intérieur du tube. La plaque formant le faisceau est connectée à la cathode, de sorte que son potentiel est nul. Le champ obtenu, avec cette disposition des éléments, produit une concentration des électrons près de la plaque et y crée une région de potentiel minimum. Aussi longtemps que ce potentiel sera inférieur à celui de la plaque, les électrons secondaires retourneront à la plaque exactement comme si la grille suppresseuse existait. La figure 4-19 donne les caractéristiques de ce tube; le coude accentué sur chacune de ces courbes correspond au point où le potentiel minimum est égal au potentiel de la plaque.

La figure 4-18 montre également la formation de faisceaux partiels qui passent entre les spires de la grille-écran. Quand cela est obtenu, le courant d'écran est beaucoup plus faible que dans les tubes plus anciens, ce qui augmente la puissance de sortie disponible pour une valeur de crête donnée du courant cathodique.

Tubes à fonctions multiples.

Des raisons d'économie ou d'encombrement font que plusieurs fonctions accomplies normalement par deux ou plusieurs lampes peuvent l'être par un seul tube si celui-ci comporte les électrodes de deux ou plusieurs tubes

enfermées dans une ampoule unique, chaque élément fonctionnant indépendamment, ou étant associé aux autres éléments du système.

Un exemple de la première catégorie est donné par une double triode, telle que la 12AU7, contenant les éléments de deux triodes entièrement distinctes; seul le filament chauffant les deux cathodes est commun. Cette lampe peut évidemment être employée dans tout montage nécessitant l'emploi de deux triodes similaires. Un autre exemple est celui de la 6AT6 contenant une diode et une triode; la cathode, du type à chauffage indirect, est commune aux deux éléments du tube. Une disposition facilitant l'emploi de tubes comme les 12AU7, 12AT7, etc., réside dans le fait qu'une prise médiane du filament est accessible, ce qui permet de chauffer le tube sous 6,3 ou 12,6 V, selon que les deux moitiés du filament sont connectées en série ou en parallèle.

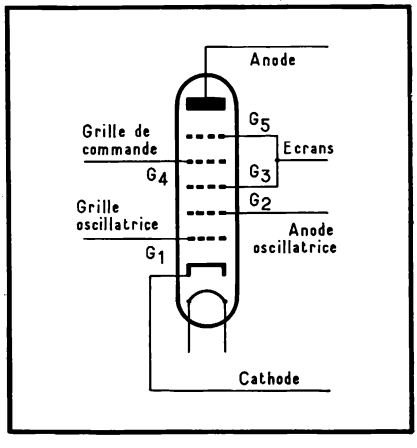


Fig. 4-20. — Tube convertisseur (heptode).

La deuxième catégorie des tubes à fonctions multiples est représentée par la 6A8 ou la 6BE6, heptodes changeuses de fréquence. Comme l'indique la figure 4-20, une telle lampe contient cinq grilles. Dans son application habituelle, les grilles 1 et 2 servent comme grille et plaque d'une triode oscillatrice. Les grilles 3 et 5 sont reliées l'une à l'autre et servent d'écran isolant les grilles 2 et 4 entre elles, d'une part, et ces grilles et la plaque d'autre part. La grille 4 reçoit le signal d'entrée et module le flux électronique venant de la partie oscillatrice et se dirigeant vers la plaque. Le courant plaque est donc une combinaison des effets de la tension oscillatrice et de la tension du signal, le seul genre de couplage existant entre les deux sources étant assuré par le flux électronique; les deux circuits sont en effet isolés électriquement grâce à l'action des deux grilles-écran. Parmi les autres tubes basés sur le couplage électronique, citons les triodes-heptodes employées en changeuses de fréquences, les ennéodes (EQ80), etc.

Tubes cathodiques.

Le fait que les électrons qui quittent la cathode peuvent être groupés en un faisceau étroit, susceptible d'être dévié par des champs magnétiques ou électriques, a conduit au développement des tubes cathodiques, employés surtout dans les oscilloscopes de laboratoires, les récepteurs de télévision et les radars. Un tel tube, représenté sur la figure 4-21, comporte une cathode K, avec un filament de chauffage non indiqué; une grille de contrôle G, qui ne

ressemble pas aux grilles des tubes ordinaires; une première anode F, une électrode de concentration O; une anode accélératrice A, ou seconde anode. On voit, en outre, sur la figure 4-21, deux paires de plaques déflectrices B et C, ainsi qu'un écran S constitué par une couche de substance fluorescente déposée sur la surface intérieure du tube et émettant une lueur sous l'effet du bombardement électronique.

Les électrons émis par la cathode sont accélérés par les anodes F et A. Grâce à la forme des différents éléments et grâce au champ électrique qu'ils créent, ils sont concentrés en un mince faisceau le long de l'axe du tube. Le degré de concentration dépend surtout du potentiel de l'anode F. Après avoir traversé l'anode A, les électrons se dirigent à une vitesse constante vers l'écran, au milieu duquel apparaît une petite tache lumineuse.

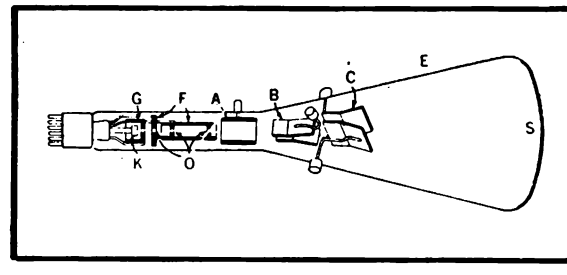


Fig. 4-21. — Disposition schématique des électrodes dans un tube cathodique à déflexion électrostatique.

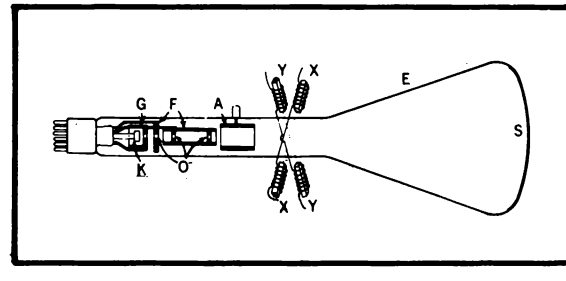


Fig. 4-22. — Disposition schématique des électrodes dans un tube cathodique à déflexion électromagnétique.

Si on applique une tension alternative à la paire de plaques déflectrices B, le faisceau électronique sera attiré par la plaque qui, au moment considéré, est positive, et repoussé par l'autre. Le faisceau s'infléchit donc vers le haut et vers le bas et le spot lumineux décrit sur l'écran un mouvement de va-et-vient. La seconde paire de plaques est disposée à angle droit par rapport à la première; une tension appliquée à cette paire provoquera donc une déviation horizontale, à droite ou à gauche suivant la polarité.

Le tube cathodique constitue un appareil extrêmement utile dans toute étude expérimentale des phénomènes électriques. On s'en sert pour connaître la forme d'un courant ou d'une tension, pour comparer deux fréquences dont l'une est inconnue, et dans une multitude d'autres applications. L'immense avantage du tube cathodique sur tous les autres appareils indicateurs est que même aux fréquences très élevées, l'inertie du faisceau électronique peut être considérée comme négligeable.

Un autre genre de tube cathodique est représenté sur la figure 4-22; ici la déflexion est produite par deux paires de bobines X et Y. Ce type de déflexion est mieux approprié aux tubes nécessitant de fortes tensions accélératrices, tels que ceux des récepteurs de télévision.

On peut obtenir également la concentration du faisceau électronique au moyen d'un champ magnétique dirigé suivant l'axe du tube, à la hauteur de l'électrode O de la figure 4-22. Celle-ci peut alors être supprimée, et cette

simplification peut être utile dans le cas des anodes accélératrices portées à des potentiels très élevés.

La couleur de la fluorescence de l'écran dépend de la substance constituante. Les substances donnant une lueur verte sont employées pour les tubes des oscilloscopes, cette couleur se prêtant bien à l'observation visuelle. Pour l'usage photographique, on préfère le bleu, auquel les plaques sont plus sensibles. Enfin, un mélange convenable de substances fluorescentes donne une couleur proche du blanc, qui produit une impression plus agréable sur les écrans de télévision.

Suivant la rapidité avec laquelle la lueur disparaît du point de l'écran que le faisceau électronique vient de quitter, on a des tubes à grande ou à faible persistance lumineuse. En général, pour l'observation des phénomènes électriques, la faible persistance est préférable. Seule l'étude des phénomènes extrêmement brefs (ou extrêmement lents) nécessite l'emploi de tubes à grande persistance. C'est le cas des radars.

Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques d'un certain nombre d'écrans.

Type du « phosphore »	Couleur	Persistance	Emplois
P 1	Vert	Semi-courte	Oscilloscopes
P 2	Bleu-vert	Longue	Oscilloscopes
P 4	Blanc	Courte	Télévision
P 5	Bleu	Très courte	Photographie rapide
P 7	Blanc-bleu, puis jaune	Très longue	Radars
P 11	Bleu	Courte	Photographie
P 12	Orange	Moyenne	Limités
P 14	Bleu, puis orange	Longue	Phénomènes non récurrents
P 15	Bleu-vert, ultra-violet	Courte	Analyseurs flying spot

L'aptitude d'un flux électronique à produire la fluorescence et, par suite, à indiquer sa propre position, est utilisée dans une autre catégorie de tubes qui indiquent l'ordre de grandeur d'une tension qu'on leur applique. Ces tubes servent surtout d'indicateurs d'accord sur les récepteurs (œil « magique »). Tels sont les 6E5 et 6U5 américains, les européens EM4, EM84. Dans ces tubes, un écran métallique recouvert de substance fluorescente est bombardé par le flux électronique qu'émet une cathode, avec interposition d'une ou de deux électrodes de déflexion produisant sur cet écran une ombre pouvant varier de manière à former un angle de 0 à 90°. L'électrode de déflexion est reliée à l'anode d'une triode incluse dans la même ampoule, et qui joue le rôle d'amplificatrice de tension continue. Un tel dispositif peut donc être très sensible aux tensions appliquées à la grille de la triode. Outre l'emploi en indicateur d'accord, de tels tubes sont susceptibles de servir d'indicateurs de zéro sur les ponts de mesure, et même d'être employés en voltmètre moyennant un étalonnage de l'angle d'ombre de l'écran. Le 6U5 diffère du 6E5 en ce que son recul de grille est plus grand, ce qui permet de lui appliquer une plus forte tension. (Le type EM4 réunit les deux sortes de caractéristiques.)

Iconoscope.

Il existe dans les caméras de télévision des tubes où l'on fait usage d'un canon à électrons et d'un faisceau concentré. Dans *l'iconoscope,* l'image à analyser est formée par un objectif sur une plaque de mica portant une

mosaïque de minuscules points d'argent, et dont l'autre face est uniformément métallisée. Chaque point de la mosaïque est photosensibilisé, de sorte qu'il émet des électrons proportionnellement à l'éclairement qu'il reçoit. Ayant ainsi acquis une charge positive également proportionnelle, chaque point constitue, avec la plaque dorsale, un petit condensateur chargé.

Le faisceau électronique balaie cette mosaïque, à l'aide de plaques déflectrices ou de bobinages produisant des champs magnétiques. Après chaque ligne, le faisceau en parcourt une autre voisine, d'abord toutes les lignes impaires et ensuite toutes les lignes paires, jusqu'à ce que toute l'image formée sur la plaque ait été explorée. Les électrons du faisceau explorateur neutralisent l'une après l'autre les charges positives des petits condensateurs, de sorte qu'à chaque fois un courant s'écoule par la plaque dorsale, courant qui est proportionnel à chaque charge et par conséquent à l'intensité lumi-

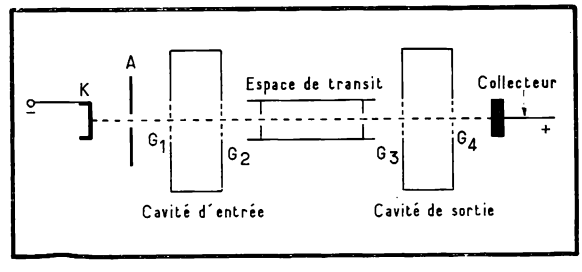


Fig. 4-23. — Schéma du klystron.

neuse de chaque point d'image. L'image entière est de nouveau balayée 25 fois par seconde.

Orthicon.

Le tube de prise de vues dit *image orthicon* est plus sensible que l'iconoscope. Il emploie également une mosaïque balayée par un faisceau d'électrons, mais à l'intérieur du tube existe un dispositif amplificateur du type multiplicateur d'électrons à émission secondaire.

Quand un électron atteint une électrode de ce dispositif, cette électrode émet un certain nombre d'électrons secondaires. De la sorte, un faisceau électronique d'intensité déterminée peut acquérir une intensité 8 ou 10 fois plus grande. Si le rapport de multiplication est S et que le nombre d'étages de multiplication est n, l'amplification totale sera S^n; pour $S = 10$ et $n = 6$, l'amplification est de 1 000 000.

Dans le tube orthicon, des électrons sont captés par chaque point de la mosaïque en proportion de son potentiel. Le reste des électrons non captés du faisceau explorateur constitue un faisceau modulé dont l'intensité varie avec l'éclairement de chaque point d'image. Ce faisceau modulé est alors dirigé vers le multiplicateur d'électrons, et après amplification par celui-ci, est capté par une électrode collectrice pour être dirigé vers les circuits extérieurs.

Par suite de cette préamplification dans le tube de prise de vues lui-même, la sensibilité est beaucoup plus grande, et on évite le bruit de fond causé par les amplificateurs à lampes pentodes employés avec l'iconoscope. La sensibilité du tube orthicon permet des prises de vues avec un éclairement faible.

Klystron.

Le klystron est un autre tube à faisceau électronique. Les électrons émis par la cathode K (fig. 4-23) sont accélérés par une tension positive appliquée à l'anode A, percée d'un trou par où passe le faisceau formé. Vient ensuite une cavité d'entrée munie de deux grilles G_1 et G_2 entre lesquelles est appliquée une tension à haute fréquence. De cette disposition résulte que le faisceau est soumis à de petites accélérations et décélérations alternées, qui s'ajoutent ou se retranchent à la vitesse à laquelle il est projeté à travers la cavité.

Les potentiels, le long de l'espace de transit, sont ajustés de telle sorte que les électrons les plus rapides rattrapent les groupes plus lents; il en résulte qu'à la sortie, les électrons sont groupés par petits paquets, représentant des impulsions de courant. En traversant les grilles de la cavité de sortie, ces paquets d'électrons y abandonnent une partie de leur énergie, y faisant naître un courant oscillant. Finalement, le faisceau électronique est capté par le collecteur. L'ensemble du processus se nomme *modulation de vitesse* (ou de vélocité).

Comme il ne faut qu'une petite tension pour produire les variations de vitesse initiales, et que des tensions plus élevées peuvent être recueillies à la sortie, le klystron est un amplificateur. En renvoyant en phase convenable une partie de la tension de sortie à l'entrée, le tube peut servir d'oscillateur sur des fréquences très élevées.

Magnétron.

Ce tube est capable de produire avec des puissances très élevées des ondes de quelques centimètres. On y emploie une haute tension pour accélérer les électrons, provenant d'une cathode centrale, vers une anode qui l'entoure. Un champ magnétique puissant est dirigé parallèlement à la cathode, de manière à donner aux électrons des trajectoires incurvées tangentielles aux surfaces d'anode et de cathode. L'anode comporte un certain nombre de fentes s'ouvrant sur des cavités servant de circuits résonnants, dont il résulte que des tensions à haute fréquence apparaissent entre les différentes sections d'anode (fig. 4-24). Des actions combinées du champ magné-

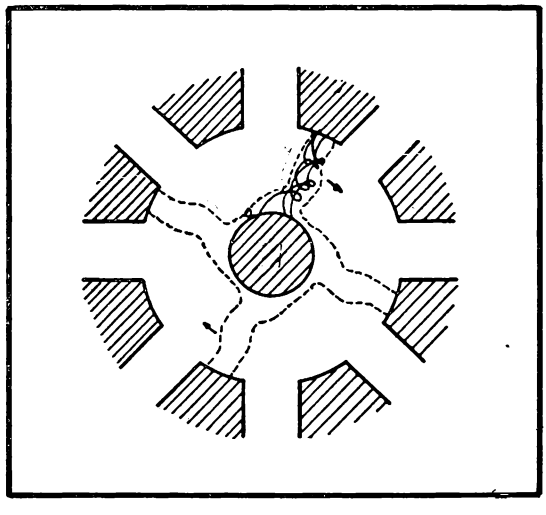


Fig. 4-24. — Trajectoire électronique en rayon tournant dans un magnétron.

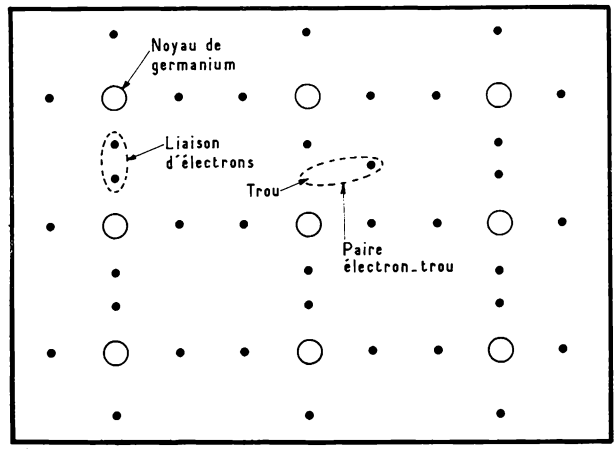


Fig. 4-25. — **Répartition des électrons dans le réseau d'un cristal de germanium.**

tique et des tensions continue et alternative de l'anode, résulte la formation de faisceaux électroniques disposés en rayons qui tournent en synchronisme avec les champs à haute fréquence. L'énergie à haute fréquence leur est soutirée par les cavités, qui agissent à leur égard d'une manière comparable à une bouteille entrant en résonance acoustique lorsqu'un jet d'air est dirigé sur son goulot.

Le magnétron sert à produire la puissance à très haute fréquence nécessaire au fonctionnement des radars et autres dispositifs à micro-ondes. Il en sera reparlé plus amplement, de même que du klystron, dans le chapitre XVIII.

Semiconducteurs.

Les métaux comme le cuivre, l'argent, l'or, le fer, sont de bons conducteurs de l'électricité, tandis que des corps tels que la porcelaine, le polystyrène, le caoutchouc, le quartz, sont de très bons isolants. Mais il existe un groupe intermédiaire, composé de corps qu'on nomme des *semiconducteurs :* ce sont par exemple le silicium, le germanium, le sulfure de plomb (galène), et beaucoup d'autres sulfures et oxydes métalliques.

La haute conductivité des corps bons conducteurs est expliquée par la présence, dans les cristaux métalliques, d'un grand nombre d'électrons relativement libres qui agissent comme porteurs de charges et permettent la circulation de courants de forte intensité lorsqu'on applique de faibles tensions (la résistance est faible). A l'opposé, la très faible conductivité des isolants s'explique par l'absence d'électrons libres; les charges sont alors fortement liées aux atomes des corps. En résumé, sans porteurs de charges libres, aucun courant ne peut circuler lorsqu'on applique à un corps une force électromotrice.

Le germanium et le silicium semblent pour le moment les semiconducteurs les plus intéressants, bien que l'on travaille beaucoup sur divers composés métalliques qui peuvent présenter des propriétés similaires, voire meilleures.

Dans les semiconducteurs, le nombre des porteurs de charges est toujours très limité, et il est fonction de la température et de la présence de certaines impuretés. A la température du zéro absolu, le germanium pur serait un isolant. Quand la température s'élève, quelques électrons sont détachés de leurs atomes par agitation thermique, et peuvent servir de por-

teurs. En outre, partout où des électrons ont quitté leur place normale dans la structure atomique, il reste des places vacantes (trous ou lacunes) qui apparaissent comme des charges positives fixées. De sorte que, lorsqu'un électron est libéré par l'énergie thermique, il en résulte la création d'une *paire électron-trou,* situation que représente schématiquement la figure 4-25.

Il est connu que les éléments du quatrième groupe de la Table périodique, tels que le silicium et le germanium, possèdent, dans la couche périphérique entourant le noyau, quatre électrons de *valence.* Ce sont ces électrons qui entrent en liaison avec d'autres atomes pour former les cristaux et déterminer la forme du réseau de cristallisation. La figure 4-25 montre comment on peut se figurer ces liaisons, où chaque atome est uni à quatre autres par ses quatre électrons de valence.

L'élévation de température libère donc des électrons, créant des paires électrons-trous, ce qui rend possible la *conduction intrinsèque* par l'intervention de porteurs positifs et négatifs. Il faut observer qu'aux températures usuelles, le nombre de ces paires est petit comparativement au nombre d'atomes d'un cristal, de sorte que le nombre des porteurs de charges est limité, mais augmente avec la température : la résistance de ces corps a un coefficient de température négatif.

Quand le trou est lié à un atome, il reste capable d'attirer des électrons d'atomes voisins, et, sous l'influence d'une force électromotrice, l'un de ces électrons est capable de venir combler le trou, laissant un autre trou dans l'atome dont il provient. Dans ce trou, un autre électron peut venir, et, de la sorte, le trou *semble* se déplacer d'atome en atome à travers le cristal. Une des différences majeures entre le déplacement d'un électron libre et celui d'un trou réside dans leurs *mobilités* relatives. D'ordinaire, un électron se déplace deux fois plus vite, et dans certains dispositifs à semiconducteurs, cela a son importance. Quoi qu'il en soit, à cause des trajets complexes qu'elles suivent à travers les cristaux, les charges ont une vitesse de déplacement beaucoup moindre que dans les tubes à vide.

On a constaté que la production d'assez de paires électrons-trous pour produire la conduction intrinsèque ne se produisait qu'à des températures de l'ordre de 85° C pour le germanium et de 180° C pour le silicium. Dans les appareils employant des semiconducteurs, il faut éviter cet effet, ce qui impose une limite aux températures de fonctionnement. En effet, la conduction intrinsèque empêche la manifestation des phénomènes de conduction utiles que nous allons décrire plus loin.

Si, par un moyen approprié, on limite le plus possible la conduction à un type de porteur, savoir aux électrons pour la conduction de type N et à des trous pour la conduction de type P, on peut obtenir des semiconducteurs des propriétés très intéressantes. Par exemple, si, à du germanium très pur, on ajoute de très petites quantités d'un élément du cinquième groupe de la Table périodique, tel l'arsenic, on observe que le composé résultant possède quelques électrons libres apportés par l'arsenic, que pour cette raison on nomme un *donneur,* d'où résulte l'obtention de germanium de type N.

Le nombre des atomes d'impuretés est limité à une très faible proportion par rapport à celui des atomes de germanium, de l'ordre de 1 pour 10^{10} à 10^{14}, et les atomes d'arsenic se fixent dans le réseau sans en perturber la disposition. Mais l'arsenic, élément du cinquième groupe, a cinq électrons de valence, soit un de plus qu'il n'en faut pour assurer les liaisons avec les atomes de germanium. Cet électron excédentaire est l'électron libre donné au cristal de germanium. Celui-ci, néanmoins, demeure électriquement neutre, du fait que le noyau d'arsenic possède la charge positive équilibrant la charge de cet électron. Mais cet électron est disponible pour contribuer au passage d'un courant, et c'est là le point important. La figure 4-26 donne

schématiquement la représentation de ce germanium de type N (parce que sa conduction est due à un porteur négatif — un électron).

Si c'est un élément du troisième groupe qu'on ajoute au germanium, on obtient la situation que schématise la figure 4-27. Ces éléments, comme le bore ou le gallium, n'ont que trois électrons de valence, et ne peuvent donc

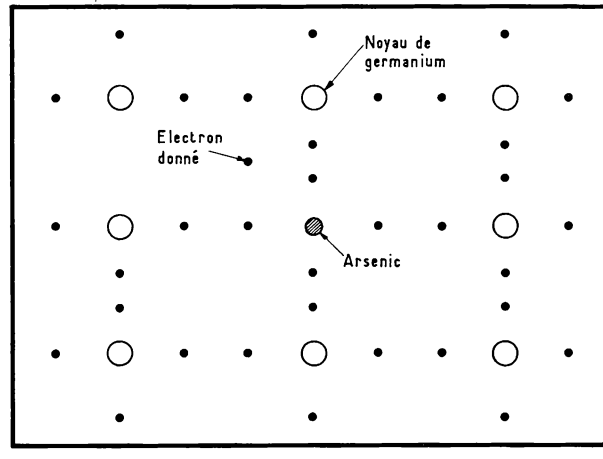


Fig. 4-26. — Effet d'une impureté de type n agissant comme « donneur ». Un électron est cédé au réseau du cristal.

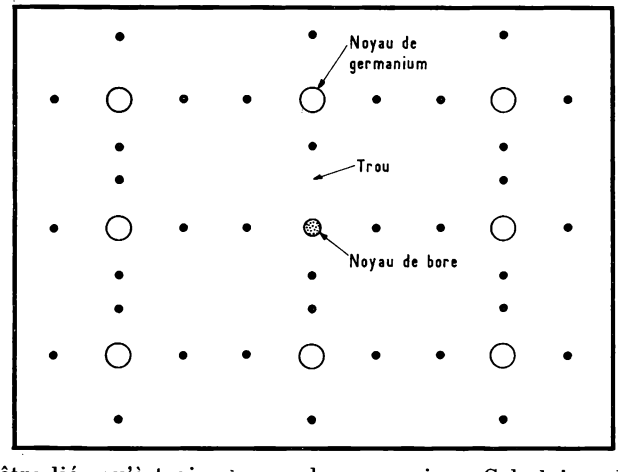


Fig. 4-27. — Effet du bore comme impureté ayant pour effet « d'ajouter des trous » au réseau du semiconducteur.

être liés qu'à trois atomes de germanium. Cela laisse dans le réseau des trous, dont il résulte que la conduction s'effectuera en majorité par des porteurs de type positif, d'où l'appellation de germanium P. De même que précédemment, la proportion du corps étranger (dit impureté) est extrêmement minime.

L'obtention des semiconducteurs au degré de pureté requis est déterminée par des techniques de fusion particulières dans des atmosphères contrôlées. On obtient un cristal unique de grande dimension à partir d'un petit cristal servant de « germe » plongé dans la matière en fusion et ensuite lentement « tiré » avec un mouvement de rotation. La structure en cristal unique est désirable si l'on veut l'homogénéité des propriétés conductrices; en effet, les ruptures entre cristaux multiples nuisent à cette conduction uniforme, et conduisent à des éléments aux propriétés erratiques. Pendant le tirage des cristaux, des quantités déterminées d'impuretés peuvent être

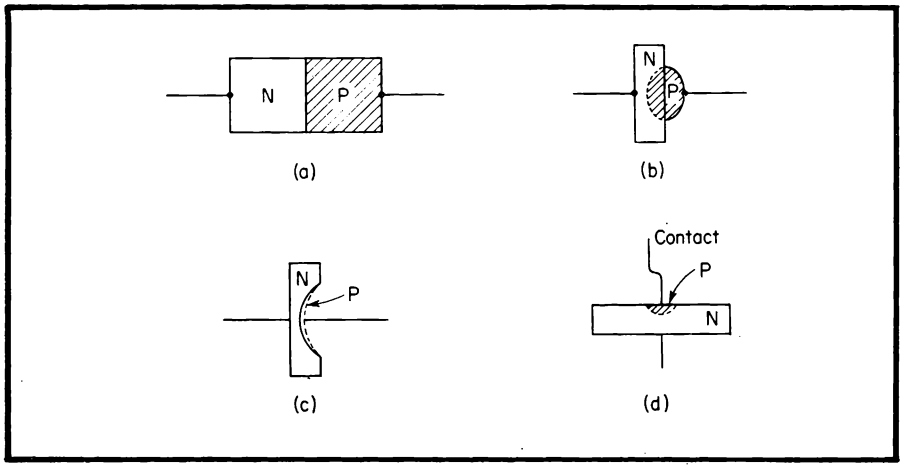


Fig. 4-28. — Formes des jonctions. En a, jonction tirée ; en b, jonction diffusée ; en c, jonction par apport de type p ; en d, diode à pointes.

ajoutées de manière à obtenir des cristaux de type N ou P, ou encore des couches N et P successives, nécessaires pour la fabrication de transistors et de diodes à *jonction.*

Diverses autres méthodes de formation des jonctions sont représentées sur la figure 4-28. La jonction diffusée est obtenue en soudant au germanium une perle d'impureté (ordinairement de l'indium), la jonction se formant à la surface de contact des deux matériaux. Dans le type à barrière de surface, l'impureté est appliquée comme un placage et diffusée dans le germanium par l'application d'une température convenable. Dans les éléments à pointe, on a recours à une *formation* par le passage momentané d'un courant intense qui change localement les propriétés du germanium, le transformant apparemment en germanium P.

Diodes à semiconducteurs.

Les éléments à jonction formée par l'une quelconque de ces méthodes constituent, aux basses fréquences, des diodes ou redresseurs aux propriétés très intéressantes; mais aux fréquences élevées, la capacité interne due aux grandes surfaces en contact vient en shunt sur les électrodes du redresseur, ce qui fait qu'on a alors recours aux éléments à pointe qui, à cause de leur capacité interne réduite, fonctionnent jusqu'à des milliers de mégahertz.

La figure 4-29 *a* représente schématiquement une jonction N-P à laquelle aucune tension n'est appliquée. On y distingue deux zones dont l'une possède un excès de trous, et l'autre un excès d'électrons libres, désignés dans l'ensemble du nom de *porteurs majoritaires.* Mais les deux zones sont électriquement neutres si l'on considère les charges totales de leurs atomes.

Quand une tension est appliquée de manière à rendre positive la zone P, la situation change. Les électrons et les trous sont poussés vers la jonction par le champ électrique, les électrons la traversent et vont remplir les trous qui se trouvent à l'opposé. Mais en même temps, du côté positif, à la borne P, la force électromotrice extrait des électrons, c'est-à-dire crée des trous qui progressent vers la jonction, tandis que du côté N ce sont des électrons qui arrivent; de la sorte, la conduction se poursuit tant qu'une tension est appliquée dans ce sens. C'est ce que représente la figure 4-29 *b.* Le sens en question est dit sens *direct,* auquel correspond une *résistance directe* très faible.

En *c*, la tension est appliquée dans le sens *inverse*, opposé à celui de la conduction. La zone P est alors négative. Les trous et les électrons sont attirés vers les bornes, s'éloignant de la jonction et laissant celle-ci dépourvue de charges. Le seul courant qui peut alors passer est dû à une faible conduction intrinsèque. La *résistance inverse* est très élevée. Il faut évidemment qu'il en soit ainsi pour que la diode accomplisse correctement son rôle de

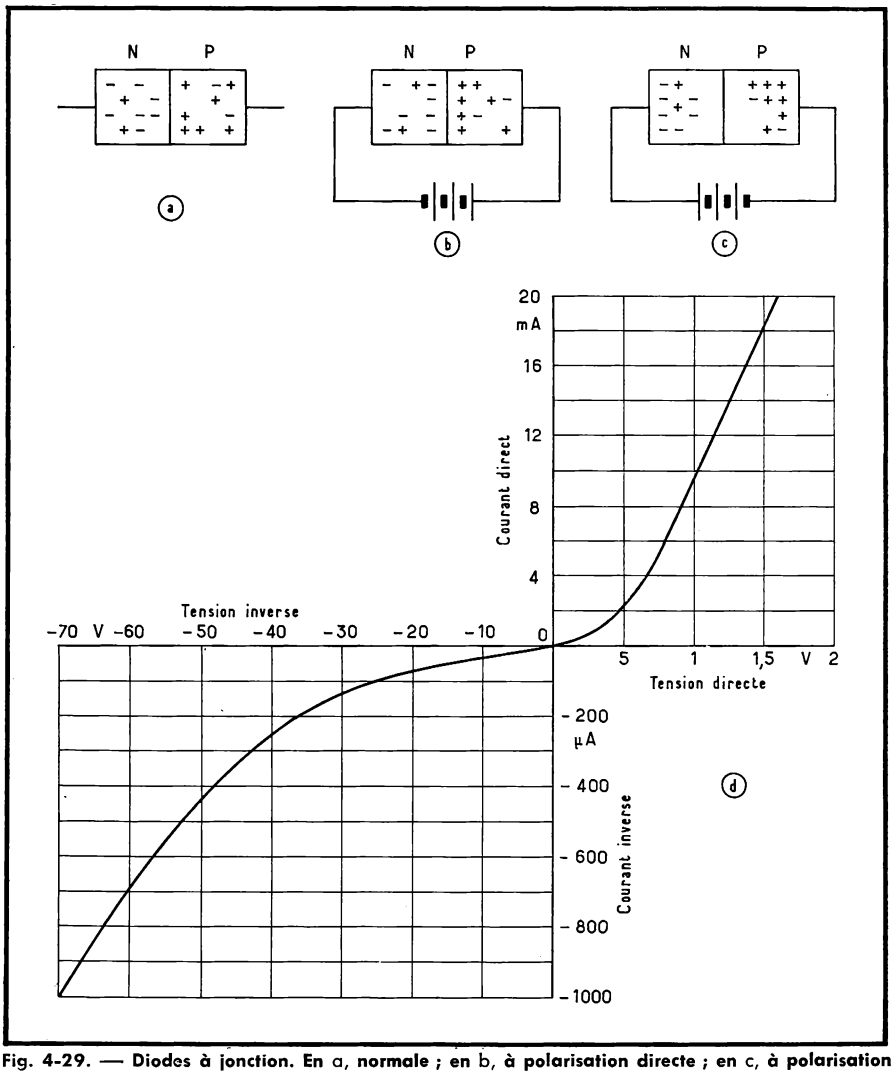


Fig. 4-29. — Diodes à jonction. En a, normale ; en b, à polarisation directe ; en c, à polarisation inverse ; en d, caractéristiques volt/ampère d'une diode.

redresseur; et pour maintenir faible ce courant inverse i_o, il faut limiter la température de fonctionnement, comme il a été expliqué plus haut.

En *d*, sur la même figure, se trouve une courbe indiquant les courants direct et inverse par rapport aux tensions appliquées à une diode à jonction. Il convient de remarquer qu'il a été fait usage d'échelles différentes : le courant direct est exprimé en milliampères et le courant inverse en micro-

ampères, ce qui dénote un rapport très élevé entre ces deux courants. A une tension relativement élevée, la résistance inverse tombe brusquement; cette rupture ou « claquage » se produit à un point de la caractéristique dit *limite de Zener.*

Transistor.

Deux diodes à jonction assemblées dos à dos forment une triode à semi-conducteur que l'on nomme un *transistor.* A cet effet, on fabrique des cristaux comportant entre deux zones N une couche P très mince (0,025 mm ou moins), si l'on désire un transistor *n-p-n.* Pour obtenir un transistor *p-n-p,* on place une couche N entre deux zones P. C'est ce que montre la figure 4-30 en *a* et *c.*

Si nous considérons (fig. 4-30 *a*) la diode formée par la zone N de gauche et la couche P, nous voyons d'après ce qui a été dit plus haut que lorsque cette diode est polarisée dans le sens direct, elle constitue une faible résistance, puisque des électrons venant de N peuvent venir combler les trous, nombreux dans le germanium P. La zone N émet des électrons, ce pourquoi on lui donne le nom d'*émetteur,* et la couche P se nomme *base.* Mais en arrivant dans la couche P, les électrons sont influencés par le potentiel positif de la région N de droite, dite *collecteur,* ce qui fait que quelques-uns seulement restent dans les trous de la couche P.

Si un signal e_s fait varier le potentiel de la base par rapport à l'émetteur (fig. 4-31), ces variations moduleront le flux électronique. La minceur de la couche P fait que peu d'électrons s'y arrêtent, et que la majorité, soit 95 à 99 %, atteignent le collecteur. C'est dire que le courant de collecteur est égal à 95 à 99 % du courant d'émetteur, et que le courant de base est de 1 à 5 % du total.

Bien que le rapport du courant de sortie au courant d'entrée soit inférieur à l'unité, le dispositif est quand même capable d'amplifier en puissance et en tension. La courbe figure 4-29 *d* montre qu'un très petit changement de la tension base-émetteur, pour cette diode polarisée dans le sens *direct,* peut produire une grande variation du courant d'émetteur, qui, comme nous l'avons dit plus haut, correspond à une variation correspondante du courant de collecteur. Si l'on voulait obtenir cette même variation par une modification de la tension appliquée entre base et collecteur, qui est une diode polarisée en sens *inverse,* il faudrait une variation peut-être mille fois plus grande. Cela implique une amplification de tension, qui peut être mise en évidence en branchant une résistance, par exemple de 10 000 Ω, en série dans la connexion de collecteur. La variation du courant de collecteur produite par le signal e_s produira aux bornes de cette résistance une tension de sortie beaucoup plus grande. Et puisque la tension de sortie est plus grande, alors que les courants d'entrée et de sortie sont à peu près égaux, il est évident que la puissance de sortie est elle aussi plus grande que la puissance d'entrée.

On peut voir la chose d'une autre manière en remarquant que le courant d'entrée (ou d'émetteur) traverse un circuit à basse résistance, tandis qu'un courant de collecteur à peu près égal traverse un circuit à grande résistance : cela prouve également une amplification de tension et de puissance.

L'amplification de courant α est définie comme le rapport entre la variation de courant de collecteur Δi_c et la variation déterminée Δi_e de courant d'émetteur qui la produit; pour les transistors à jonction, elle est ordinairement de l'ordre de 0,95 à 0,99.

Il faut se rappeler que l'émetteur est toujours polarisé dans le sens direct et le collecteur dans le sens inverse. La connaissance de cette règle rend évidente la raison de l'inversion des polarités lorsqu'il s'agit d'un transistor

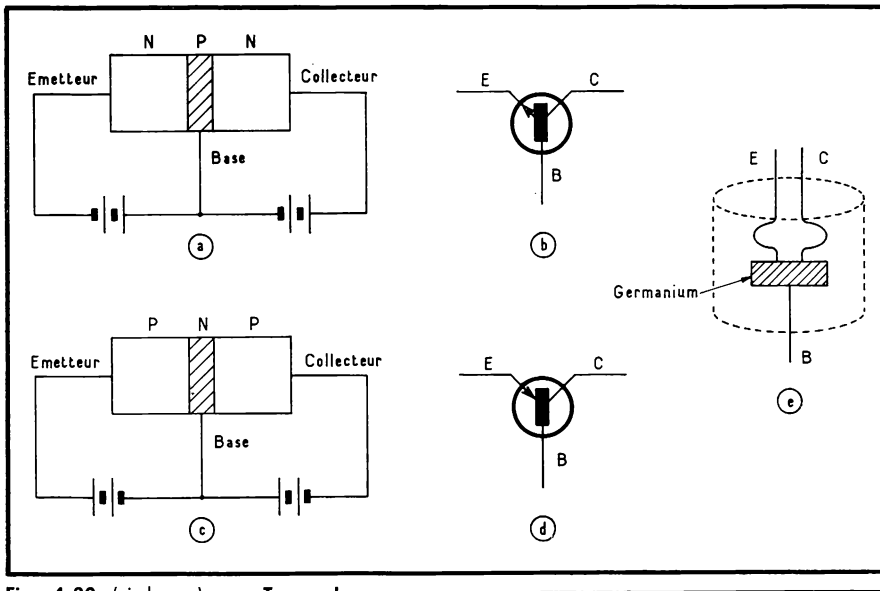


Fig. 4-30 (ci-dessus). — **Types de transistors. En** a, **à jonction** n-p-n ; **en** b, **schéma correspondant à** a ; **en** c, **à jonction** p-n-p ; **en** d, **schéma correspondant à** c ; **en** e, **coupe d'un transistor à pointes.**

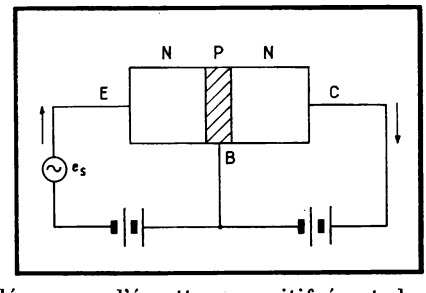


Fig. 4-31. — Signal de commande d'un transistor n-p-n.

p-n-p (fig. 4-30 *c*). On peut alors considérer que l'émetteur positif émet des trous vers la couche N (la base) ou attire des électrons de celle-ci. Ces trous attirent des électrons de la zone négative de collecteur, produisant un courant d'électrons qui circule du collecteur vers la base. Quelques-uns des trous provenant de l'émetteur se combinent avec des électrons de la base, ce qui, de même que précédemment, cause un rapport de 0,95 à 0,99 entre courants de collecteur et de base.

En *b* et *d* de la figure 4-30, on voit les symboles adoptés pour les transistors *n-p-n* et *p-n-p*. La flèche placée sur la connexion d'émetteur indique le sens direct du courant.

Les transistors à pointe sont généralement faits d'un morceau de germanium N, et si l'on suppose que des zones P se forment autour des contacts lors de la formation, on peut en conclure que ces modèles offrent des propriétés comparables à celles des autres modèles *p-n-p*. Néanmoins, du fait que les pointes de contact ne sont écartées que de quelques centièmes de millimètre, quelques-uns des trous provenant de l'émetteur passent directement au collecteur et y créent une charge d'espace positive qui attire des électrons. Cela augmente le flux d'électrons passant du collecteur négatif à la base. Par suite de la présence de cette charge d'espace, le courant de collecteur peut être plusieurs fois égal à celui d'émetteur, ce qui donne à α des valeurs de 2 à 3.

CHAPITRE V

REDRESSEURS D'ALIMENTATION

L'une des plus importantes applications de la diode, déjà mentionnée dans le chapitre IV, consiste à fournir des tensions et des courants redressés à partir de sources de courant alternatif. Les tubes employés dans cette fonction portent le nom de *redresseurs;* nous allons en étudier les propriétés (ainsi que celles des circuits de filtrage associés) dans ce chapitre.

Redresseur à une alternance, ou demi-onde.

La figure 5-1 donne le schéma du redresseur le plus simple; la forme du courant dans la résistance de charge est indiquée sur la figure 5-2. Le courant ne peut passer dans le tube que lorsque la plaque est positive par rapport à la cathode. Si on néglige la chute de tension dans le tube, le courant

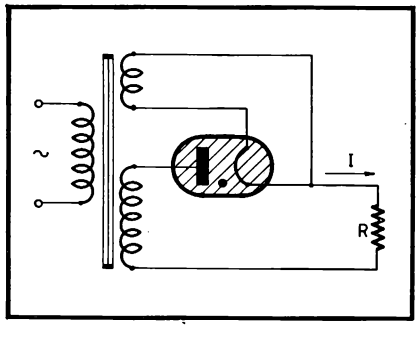


Fig. 5-1. — Redresseur à une alternance chargé par une résistance.

consistera en une série d'impulsions toutes dirigées dans le même sens et ayant la forme de demi-sinusoïdes. Le courant moyen au cours d'une période, c'est-à-dire la composante continue du courant, sera de $1/\pi$ ou 0,318 de la valeur de crête. Comme le courant anodique de crête est limité par le pouvoir émissif de la cathode, cette valeur détermine le courant de charge maximum qui peut être obtenu.

La tension maximum aux bornes du tube se développe pendant l'alternance positive et sa valeur est égale à la tension de crête du secondaire du

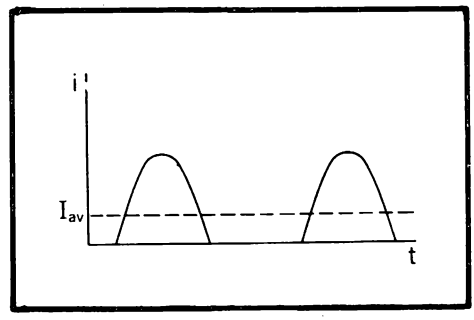


Fig. 5-2. — Forme de l'onde à la sortie d'un redresseur à une alternance.

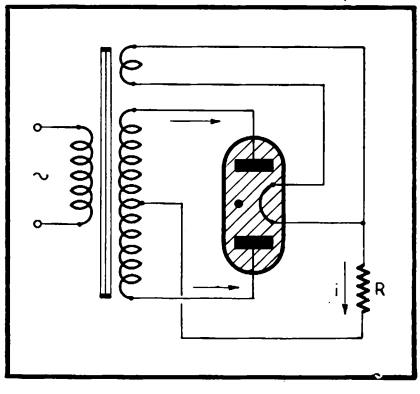


Fig. 5-3. — Redresseur à deux alternances.

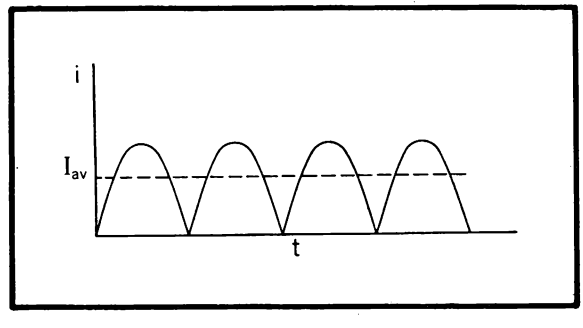


Fig. 5-4. — Forme de l'onde à la sortie d'un redresseur à deux alternances.

transformateur. Cet élément fixe la tension maximum pouvant être fournie par un tube donné.

Redresseur à deux alternances.

On peut améliorer la forme du courant redressé en utilisant les deux alternances, et le schéma de la figure 5-3 indique la façon d'y parvenir; la figure 5-4 représente la forme du courant redressé ainsi obtenu. Le tube employé comporte une cathode commune et deux anodes séparées; les 5Y3, 6X4, GZ34, sont des redresseurs de ce genre. On voit, d'après le schéma, que pendant chaque alternance, le courant passe par une moitié de l'enroulement secondaire et par l'une des anodes, l'autre partie du circuit ne devenant active que pendant l'alternance suivante. La composante continue du courant est égale à $2/\pi$ ou 0,636 de sa valeur de crête.

Le montage à deux alternances donne une meilleure forme du courant redressé et fait travailler le transformateur symétriquement. Dans le cas du

montage à une alternance, le courant secondaire unidirectionnel produit dans le noyau du transformateur un flux continu auquel s'ajoute le flux alternatif dû au courant dans le primaire, et, pour éviter la saturation, le transformateur doit avoir un noyau plus grand que si la composante continue du flux n'existait pas.

Montage doubleur de tension.

On peut éviter l'emploi du transformateur lourd et coûteux et obtenir une tension continue relativement élevée au moyen du montage de la figure 5-5. Quand la borne 1 est positive, le courant passe par l'anode de T_2 vers le condensateur C_2 qu'il charge à la tension de crête. Pendant l'alternance suivante le courant passe par T_1 et charge le condensateur C_1 à la même

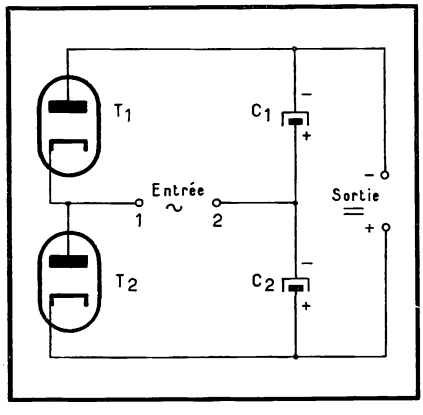


Fig. 5-5. — Montage doubleur de tension.

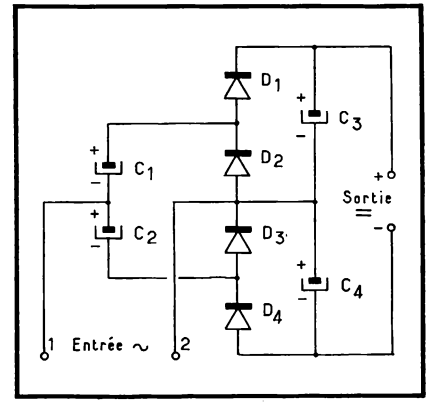


Fig. 5 - 6. — Montage quadrupleur de tension.

tension. Les deux condensateurs étant en série, c'est la somme de leurs tensions qui est disponible aux bornes de sortie. En charge, le courant débité par les condensateurs réduit leur tension entre les intervalles des crêtes de la tension alternative. Plus la capacité des condensateurs C_1 et C_2 est grande, plus la diminution de tension est faible, et mieux la tension redressée sera filtrée. On emploie fréquemment des condensateurs de l'ordre de 40 μF et plus.

Avec de telles valeurs de condensateurs, le courant de charge atteint des intensités de crête élevées pendant des périodes de courte durée. Pour éviter ces intensités trop considérables, une résistance de protection doit parfois être branchée en série avec chacun des condensateurs.

Quadrupleurs et multiplicateurs de tension.

Nous avons vu que le principe du doubleur de tension consiste à charger séparément chaque condensateur, et à décharger ces condensateurs en série, de sorte que la tension d'alimentation obtenue est la somme des tensions à leurs bornes. Ce principe n'est pas limité au seul doublage de tension; il peut s'appliquer à l'obtention de multiples plus élevés de la tension d'une source alternative. Le montage de la figure 5-6 est celui d'un quadrupleur.

Les diodes sont ici représentées au moyen du symbole en usage pour les redresseurs au germanium, au sélénium ou au silicium; la flèche indique le sens direct (celui de la conduction) et prend la place de la plaque d'une diode à vide. Pour expliquer le fonctionnement de ce montage, supposons que la source ait une tension efficace de 115 V (d'où une tension de crête de 162 V) et que le circuit de sortie soit ouvert (consommation nulle).

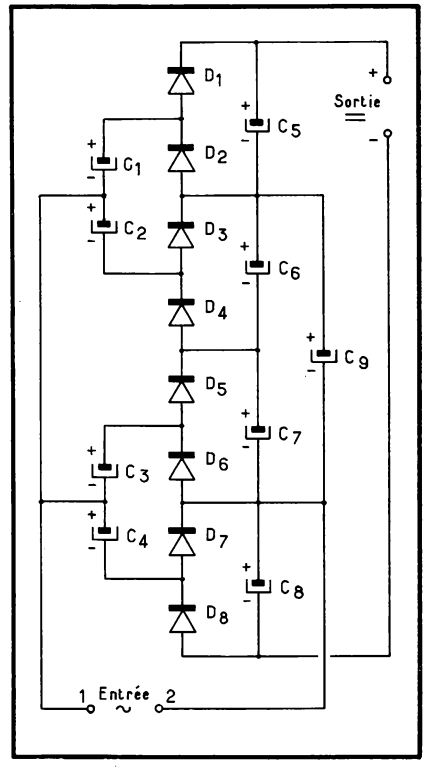


Fig. 5-7. — Montage octupleur de tension.

Il est visible que C_1 et C_2 seront tous deux chargés par les diodes D_2 et D_3, selon la polarité indiquée, à la tension de 162 V, selon le processus indiqué pour le doubleur de tension. En même temps, quand la borne 1 est positive, il existe pour le courant un autre passage, à travers C_1, D_1 et C_3, pour faire retour à la borne 2. La tension de crête est évidemment toujours 162 V pour la source, mais C_1 est chargé dans le même sens à 162 V, de sorte que la tension sous laquelle sera chargé C_3 est la somme de ces deux tensions, soit 324 V. De même, à l'alternance suivante, C_4 sera chargé à cette tension à travers D_4 et C_2. La tension de sortie totale sera la somme des tensions aux bornes de C_3 et C_4, soit 648 V, ou quatre fois la tension de crête de la source.

Comme dans le cas du doubleur de tension, la tension de sortie diminue lorsque le redresseur débite, et cette chute dépend de la capacité des condensateurs employés.

La figure suivante (5-7) montre l'application du même principe à la multiplication par huit. On voit qu'il s'agit de deux quadrupleurs montés en série. On pourra s'exercer à suivre les voies par lesquelles sont chargés les divers condensateurs, et sous quelles tensions. Le condensateur C_9 est un

condensateur d'arrêt permettant à la ligne d'alimenter les deux quadrupleurs en parallèle sans court-circuiter la tension continue. Il faut que sa capacité soit suffisamment grande pour que sa réactance soit négligeable par rapport à la résistance de la charge. Si par exemple C_1 à C_8 sont chacun de 0,25 μF et qu'on désire une tension de sortie de 1000 V continus avec un débit de 20 mA, C_9 aura une capacité de 2 μF. A 60 Hz, cela représente une réactance de 1330 Ω, par rapport à une résistance de charge de 50 000 Ω.

Redresseur en pont.

Le redresseur à deux alternances, tel que le représente la figure 5-3, nécessite un transformateur ayant un secondaire à prise médiane, dont, à n'importe quel instant du cycle, une seule moitié à la fois débite. Le redresseur en pont (fig. 5-8) permet le redressement des deux alternances avec un

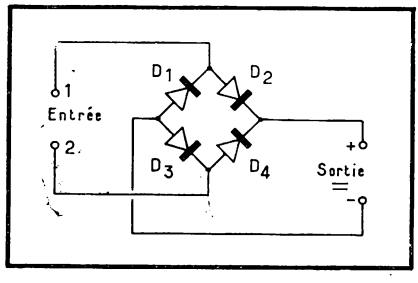


Fig. 5-8. — Redresseur en pont.

bobinage sans prise n'ayant pas plus de spires qu'une moitié de celui de la figure 5-3, pour la même tension de sortie. Mais il faut quatre diodes au lieu de deux.

On voit qu'avec ce montage, le courant passe vers la charge à travers D_2 et D_3 quand la borne 1 est positive, et à travers D_1 et D_4 quand la borne 2 le devient. Le courant circule dans la même direction quelle que soit l'alternance considérée.

Si l'on fait usage de redresseurs à vide à chauffage direct, les filaments de D_2 et D_4 peuvent être alimentés en commun. Mais ceux de D_1 et D_3, n'étant pas au même potentiel, doivent être alimentés par des secondaires de chauffage séparés.

Filtres.

La forme d'onde des figures 5-2 et 5-4 convient à quelques applications telles que l'alimentation des relais ou la charge des accumulateurs, mais elle n'est pas suffisamment continue pour pouvoir être employée comme source de tension anodique dans les amplificateurs et les récepteurs. Ceux-ci exigent une tension continue presque pure, avec une tension alternative résiduelle aussi faible que possible.

Pour obtenir ce résultat, on place à la sortie du redresseur un circuit de filtrage composé de condensateurs et de bobinages à fer (ou résistances). La figure 5-9 montre les filtres à une cellule et à deux cellules, du type à inductance d'entrée. Le courant redressé rencontre en traversant L, en même temps qu'une forte réactance sur la fréquence de la tension résiduelle, une faible résistance à la composante continue, et il en résulte que les fluc-

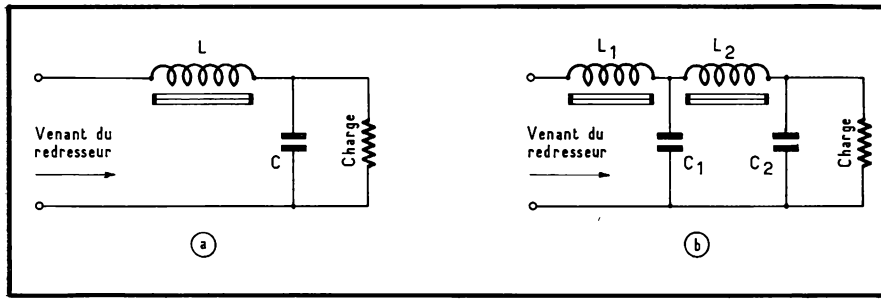


Fig. 5-9. — Circuit de filtrage. En a, filtre à une cellule ; en b, filtre à deux cellules.

tuations sont fortement réduites. Le condensateur C aide encore à les réduire, puisque sa réactance, pour la fréquence des fluctuations, est bien plus faible que la résistance de charge. Si la réduction de la tension résiduelle ainsi obtenue est encore insuffisante, une autre cellule de filtrage peut être ajoutée à la première, conformément à la figure 5-9 *b*.

La figure 5-10 montre un autre circuit de filtrage, du type à condensateur d'entrée; le condensateur C_1 est chargé à la valeur de crête de la tension du redresseur et les fluctuations sont supprimées par L et C_2 suivant le mécanisme que nous venons de décrire dans le cas du filtre à inductance d'entrée. Le redresseur ne débite aucun courant dans les intervalles où la tension n'est pas supérieure à celle du condensateur C_1 (voir fig. 5-11).

Si on compare les deux genres de filtres, on voit que le courant redressé traverse continuellement le filtre à inductance d'entrée, alors qu'il ne passe dans le filtre à condensateur d'entrée que pendant une fraction réduite de la période. Pour le même courant redressé, les valeurs de crête du courant anodique dans le redresseur seront beaucoup plus élevées dans le cas du montage à condensateur d'entrée que dans celui du montage à inductance d'entrée. C'est la raison pour laquelle on emploie ce dernier type de filtre dans le cas des redresseurs à fort débit.

Comparons maintenant, dans les deux montages, la variation de la tension de sortie en fonction du courant de charge. Si on se rapporte à la figure 5-11, on voit que si le courant de charge augmente, la tension aux bornes de C_1 décroît rapidement et la tension continue baisse.

Cet effet n'intervenant pas dans les montages à inductance d'entrée, la régulation de la tension y est meilleure que dans les montages à condensateur d'entrée. Notons toutefois que l'inductance ne joue pas son véritable rôle quand le courant est trop faible, auquel cas, le comportement du montage

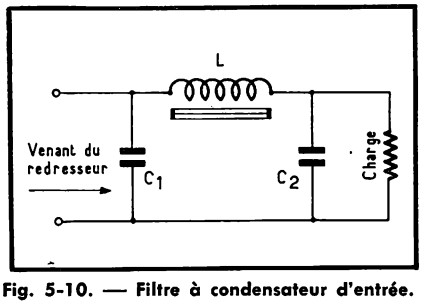


Fig. 5-10. — Filtre à condensateur d'entrée.

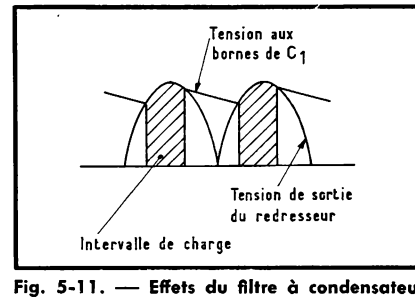


Fig. 5-11. — Effets du filtre à condensateur d'entrée.

ressemble à celui de la figure 5-10. La limite inférieure ainsi fixée du courant de charge est atteinte, dans le cas d'un redresseur à deux alternances, pour $L = R/1000$ (la fréquence du secteur étant de 50 p/s). Dans cette relation, R représente la charge en ohms et L l'inductance d'entrée en henrys. Ainsi, lorsqu'un redresseur doit fournir 400 mA sous 2000 V, la résistance de charge apparente est :

$$R = \frac{2000}{0{,}40} = 5000\ \Omega,$$

et la valeur minimum de l'inductance d'entrée est de :

$$L = \frac{5000}{1000} = 5\ \text{H}.$$

Toutefois, si le débit doit varier entre 400 et 100 mA, cette inductance ne convient plus, car pour 100 mA la résistance est de 20 000 Ω et l'inductance doit être égale à :

$$L = \frac{20\,000}{1000} = 20\ \text{H}.$$

Une inductance de cette valeur fonctionnera correctement avec les différents débits. Les bobines, dont l'inductance est élevée quand le débit est faible, et dont la valeur diminue quand le débit augmente, procurent une économie appréciable de poids et de prix.

Remarquons encore que, dans le cas des filtres à inductance d'entrée, la tension continue de sortie est à peu près égale à la tension redressée moyenne. Dans les filtres à condensateur d'entrée cette tension continue est voisine de la tension de crête du redresseur pour les débits faibles, et décroît quand le débit augmente. Pour une même source alternative, la tension de sortie est donc plus élevée, surtout si le condensateur C_1 est de forte valeur, et c'est la raison pour laquelle la plupart des filtres des récepteurs et des amplificateurs de faible puissance sont à condensateur d'entrée.

Nous avons mentionné plus haut les filtres à résistances et à capacités. Un exemple de ce type de filtre a été décrit à l'occasion de l'étude des tubes à grille-écran (voir la fig. 4-15). On le rencontre couramment à la sortie des redresseurs lorsque ceux-ci doivent fournir un débit faible; c'est le cas des oscillographes, des cellules photo-électriques, des voltmètres à lampe, etc.

Tubes redresseurs.

Les tubes redresseurs peuvent se ranger en deux catégories : tubes à vide poussé, et tubes à remplissage gazeux. Dans le tube à vide poussé, l'émission électronique est fonction de la charge d'espace, et un accroissement de courant entraîne une plus grande chute de tension dans le tube. Dans un tube à gaz, le phénomène d'ionisation fait que la chute de tension ne peut pas dépasser de beaucoup le potentiel d'ionisation du gaz. La plupart des tubes à remplissage gazeux sont à vapeur de mercure, et pour ces tubes la chute de tension, à peu près indépendante du débit, est de l'ordre de 15 V. La figure 5-12 donne la courbe courant-tension d'une valve à vide poussé (5T4) ainsi que celle d'une valve à vapeur de mercure (83).

Il est important, dans le cas des valves à vapeur de mercure, que le filament (ou la cathode) soit porté à sa température normale de fonctionnement avant l'application de la tension plaque. Si cette précaution n'est pas prise, l'émission électronique sera réduite et la chute de tension dans le tube sera trop forte. Comme nous l'avons montré dans le chapitre IV, cette chute de tension provoque un accroissement du bombardement de la cathode

par des ions positifs, et quand elle dépasse 22 V, ce bombardement est suffisamment intense pour détériorer la surface de la cathode.

Les valves à vapeur de mercure ne doivent pas être montées avec un filtre à condensateur d'entrée sans une résistance de protection, placée en série avec ce condensateur, afin de limiter le courant de pointe.

Tubes stabilisateurs au néon.

Même avec un filtrage satisfaisant, on peut observer des fluctuations de la tension de sortie, dues, soit aux variations de la tension alternative d'entrée, soit aux variations de la charge elle-même. Or, dans certaines applications,

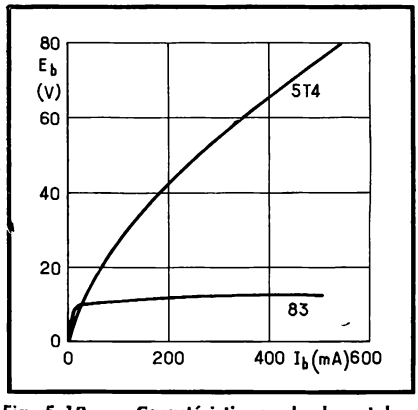


Fig. 5-12. — Caractéristiques de deux tubes redresseurs à vide (5P4) et à gaz (83) de puissance équivalente.

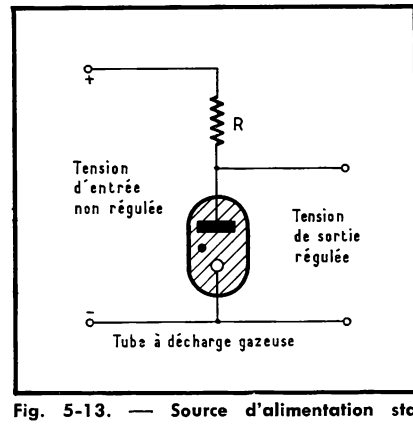


Fig. 5-13. — Source d'alimentation stabilisée.

ces fluctuations, même quand elles sont faibles, ne peuvent pas être tolérées. Nous avons indiqué, sur la figure 5-13, une méthode permettant d'obtenir une tension redressée stable, au moyen d'un tube au néon tel que le OD3/VR150. La tension anodique de ce tube reste pratiquement constante et égale à 150 V dans un domaine étendu de variations du courant (variations allant jusqu'à 40 mA). La valeur de la résistance R est choisie de manière à fournir la chute de tension nécessaire en combinant le courant de charge et celui qui passe dans le tube au néon. Ainsi, si la tension d'alimentation est de 250 V, et si le courant en charge est de 20 mA sous 150 V, la résistance R doit fournir une chute de 100 V avec un courant de 40 mA. Cette résistance sera donc de 100/0,040 = 2500 Ω. Selon que les variations de consommation de la charge seront plus ou moins fortes, le courant dans le tube sera plus ou moins élevé, de sorte que la tension de sortie variera très peu.

Alimentations stabilisées par tubes à vide.

Pour obtenir une bonne régulation sur une plus large gamme de courants et de tensions, on emploie des montages basés sur le principe de celui de la figure 5-14. Le courant destiné à la charge traverse ici un tube 6AS7G, qui est une triode de puissance (ou d'autres tubes, éventuellement branchés en parallèle), et la régulation de tension est obtenue en faisant varier la résistance interne de ce ou ces tubes en série dans le circuit, de sorte que la chute

de tension qu'ils produisent varie. Un potentiel de référence constant est obtenu au moyen d'un tube au néon (ici un VR75). La commande de régulation est obtenue en comparant une portion de la tension de sortie avec ce potentiel de référence. S'il existe une différence anormale, le tube amplificateur ajuste à une valeur différente la polarisation du tube régulateur, jusqu'à ce que la tension de sortie ait repris sa valeur normale.

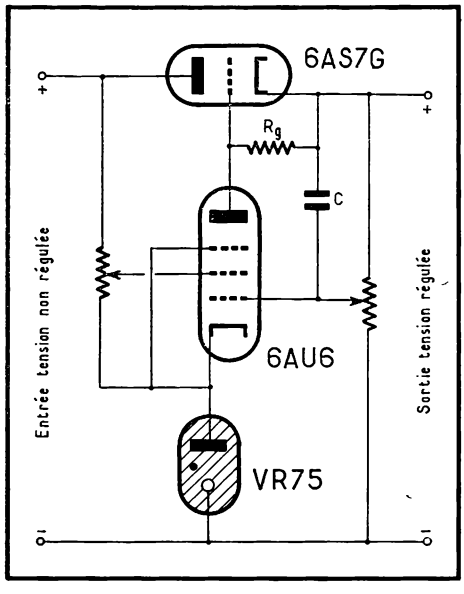


Fig. 5-14. — Dispositif de régulation à tubes électroniques.

Si la tension de sortie a tendance à augmenter, la tension de grille de la 6AU6 montera (son potentiel de cathode est maintenu constant par le tube au néon). Il en résultera une augmentation de son courant de plaque. Celle-ci causera à son tour une diminution du potentiel de grille de la 6AS7G, dont la résistance interne augmentera, d'où une chute de tension plus élevée à travers celle-ci, et une réduction de la tension de sortie.

Les régulateurs de ce type sont extrêmement efficaces sur une plage très large de variations de débit, et permettent de maintenir les fluctuations de la tension de sortie à moins de 0,02 V par milliampère. En outre, ce montage contribue à réduire la tension de ronflement résiduelle; le condensateur C est destiné à appliquer à la grille de la 6AU6 la plus grande tension de ronflement possible, ce qui aide à l'éliminer. Par rapport à une alimentation dépourvue de dispositif régulateur, on peut souvent réduire considérablement le coût et le poids des éléments du circuit de filtrage.

CHAPITRE VI

ÉLECTRO-ACOUSTIQUE

Nature du son.

Le phénomène physique qui porte le nom de son consiste en une vibration de l'air, c'est-à-dire en une variation périodique de pression de part et d'autre de la pression atmosphérique normale. Cette variation de la pression de l'air se propage à partir de la source sonore à une vitesse constante de 335 m/s, cette vitesse variant légèrement en fonction de la température et de la pression barométrique. L'amplitude de la vibration n'est, pour les sons ordinaires, qu'une faible fraction de la pression de l'air; ainsi, un son à peine audible sera produit par une variation de $1/10^9$ de la pression normale, et un son suffisamment intense pour provoquer une sensation de douleur dans l'oreille ne demande qu'une variation de l'ordre de $1/10^4$ autour de la pression moyenne.

La *fréquence* de vibration de l'onde sonore est perçue comme hauteur du son; la gamme des sons audibles s'étend de 20 à 20 000 p/s. Dans la plupart des cas, la gamme utile sera comprise entre 50 et 10 000 p/s, et elle pourra souvent être réduite davantage encore.

La *forme* d'une onde sonore dépend de la source qui la produit; elle est complexe dans le cas des instruments de musique et de la voix humaine. De même qu'une onde électrique, une onde sonore se compose d'un terme fondamental accompagné de ses harmoniques. Lorsqu'on étudie les propriétés d'un système électro-acoustique, il suffit d'examiner son comportement pour chacune des harmoniques et d'appliquer ensuite le principe de la superposition des états (voir chapitre III).

Distorsion.

Dans un système de reproduction ou de transmission du son, la forme de l'onde n'est pas tout à fait la même à l'entrée et à la sortie; c'est le phénomène de la *distorsion.* Il existe trois types principaux de distorsions, que nous allons examiner successivement.

Distorsion de fréquence.

Tout système de transmission est caractérisé par sa gamme de fréquences de fonctionnement. A l'intérieur de cette gamme, toutes les fréquences ne sont pas transmises de la même façon. La figure 6-1 représente deux courbes de réponse typiques; on remarquera que la courbe A couvre une bande plus large et qu'elle assure une transmission plus uniforme. En revanche, la courbe B présente un niveau bien plus élevé dans la partie médiane, et cela présente des avantages dans certaines applications. La variation du niveau en fonction de la fréquence porte le nom de *distorsion de fréquence*. On utilise souvent la notion de la *largeur de bande utile* d'un système, pour une caractéristique telle que la courbe A de la figure 6-1; elle est définie, habituellement, par les fréquences f_1 et f_2 pour lesquelles le niveau est égal à 0,707 du niveau uniforme de la partie médiane de la bande.

Notons encore, sur la figure 6-1, qu'on peut utiliser une échelle logarithmique pour l'axe horizontal. D'une part, on évite ainsi une graduation serrée aux basses fréquences du spectre, qui est inévitable lorsqu'on emploie une

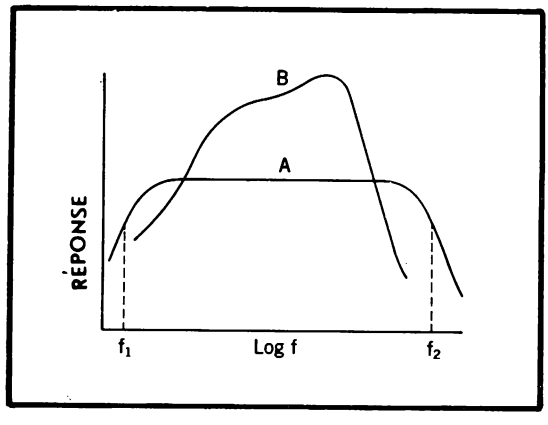


Fig. 6-1. — Courbes montrant des distorsions de fréquences.

échelle linéaire, et d'autre part, la sensibilité de l'oreille à la hauteur des sons suit une loi logarithmique; il en résulte que la courbe tracée avec l'échelle horizontale logarithmique fournit une image plus lisible du comportement du système.

Distorsion non linéaire.

Un système est dit non linéaire lorsque la relation entre le niveau d'entrée et le niveau de sortie est représentée par une caractéristique courbe, telle que celle de la figure 6-2. On voit, d'après cette figure, que l'onde sinusoïdale pure, que l'on avait à l'entrée, est déformée, et qu'il en résulte, à la sortie, la présence de fréquences qui n'existaient pas à l'entrée. Ces fréquences sont des multiples de la fréquence initiale; ce sont ses *harmoniques*. Toutefois, si le signal d'entrée comporte plusieurs fréquences (c'est toujours le cas en pratique), on trouve à la sortie des fréquences égales aux sommes et aux différences des fréquences initiales, ainsi qu'aux multiples entiers de chacune de ces fréquences.

Distorsion de phase.

Un signal qui traverse un système de transmission subit toujours un certain retard. Quand ce retard n'est pas le même pour les différentes fréquences, la forme du signal subira une modification, car les différentes har-

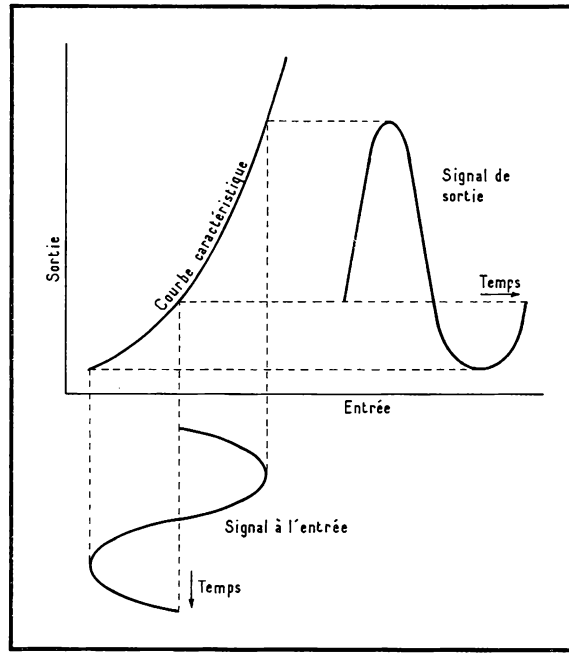


Fig. 6-2. — Distorsion non linéaire.

moniques n'auront plus le même déphasage par rapport à leur terme fondamental, après avoir traversé le système. Une telle distorsion porte le nom de *distorsion de phase*. Elle n'a pas beaucoup d'importance dans la transmission du son, car l'oreille n'est pas affectée par la phase relative des différentes harmoniques. Par contre, en télévision ou dans les applications oscillographiques, son importance est considérable.

Microphones.

Un microphone sert à transformer l'énergie acoustique en énergie électrique. Dans la plupart des types de microphones, la pression de l'onde sonore provoque la vibration d'une lame mince, appelée membrane, dont le mouvement est ensuite appliqué à la production d'effets électriques. Nous allons décrire les principaux types de microphones, auxquels s'ajoutent le microphone à condensateur et les différents microphones directifs.

Microphone à charbon.

C'est le plus ancien des modèles de microphones et il est encore couramment employé; son fonctionnement est basé sur le fait que la résistance d'un contact varie en fonction de la pression. La figure 6-3 donne une vue simplifiée (en coupe) d'un microphone à charbon, semblable à ceux des appareils téléphoniques. Une capsule cylindrique contient des granules de charbon logés entre deux disques en charbon dont l'un est fixé dans le fond de la capsule et l'autre relié à la membrane. Lorsque la membrane entre en vibration, la pression exercée sur les contacts des granules de charbon varie, et il en résulte une variation de la résistance électrique entre les disques. Le circuit microphonique est représenté sur la même figure; la variation de

la résistance du microphone fait varier le courant dans le primaire du transformateur microphonique.

Un choix judicieux du degré de rigidité et de la masse de la membrane permet de placer la résonance du système mobile vers le milieu de la bande des fréquences de la parole. Quand cela est obtenu, le niveau de sortie est suffisant pour alimenter sans amplification intermédiaire un écouteur placé au bout d'une ligne pouvant avoir une longueur considérable. La courbe de réponse du système n'est pas très uniforme dans ces conditions, mais elle suffit pour la reproduction intelligible de la parole.

Une membrane très légère et très fortement tendue donne une courbe de réponse nettement plus uniforme, mais cela s'obtient aux dépens de la sensibilité. Des microphones de ce type, munis de deux cellules à granules de charbon, ont été couramment employés dans les débuts de la radiodiffusion.

Microphones piézo-électriques.

Ces microphones utilisent, ainsi que leur nom l'indique, l'effet piézo-électrique qui caractérise certains cristaux.

Cet effet consiste dans le fait qu'une pression, convenablement appliquée aux faces opposées du cristal, produit une différence de potentiel électrique entre ces faces. On assemble parfois plusieurs cristaux de façon que la pression sonore appliquée aux faces extrêmes développe des tensions qui s'ajoutent en série. La tension totale ainsi obtenue est très faible; en revanche, la courbe de réponse est d'une grande uniformité.

Dans un autre modèle de microphone à cristal, les vibrations acoustiques sont transmises au cristal par l'intermédiaire d'une membrane métallique. Le niveau de sortie est plus élevé dans ce cas, mais la courbe de réponse étant affectée par l'inertie et la rigidité de la membrane n'est pas aussi bonne.

Microphone électrodynamique.

Plusieurs modèles de microphones sont basés sur la force électromotrice induite dans un conducteur se déplaçant dans un champ magnétique. Le *microphone à bobine mobile* comporte une petite bobine, solidaire d'une membrane, et disposée de façon à effectuer un mouvement de va-et-vient dans un champ magnétique quand la membrane entre en vibrations. Une tension est ainsi obtenue aux bornes de la bobine; une construction soignée et l'emploi d'une cavité de résonance permettent d'obtenir une courbe de réponse uniforme entre 40 et 10 000 p/s. Un avantage secondaire de ce type de microphone réside dans le fait que son impédance de sortie est faible, d'où il résulte que le câble microphonique introduit moins de ronflement que dans le cas des microphones piézo-électriques.

Microphone à ruban.

Dans ce modèle, l'élément mobile est constitué par un ruban en aluminium, mince et flexible, dont la vibration sous l'effet d'une onde sonore dans un champ magnétique transversal, engendre une force électromotrice apparaissant entre les deux extrémités du ruban.

L'impédance du ruban est si faible qu'un petit transformateur élévateur est indispensable. Logé dans la monture du microphone, ce transformateur élève l'impédance de sortie à une valeur permettant une transmission correcte par une ligne. Le plus souvent, les microphones à ruban répondent à la vitesse de déplacement des particules d'air, plutôt qu'à la pression de l'onde sonore, d'où l'appellation parfois rencontrée de microphone de *vélocité*. On peut obtenir avec ces appareils une très bonne courbe de réponse.

Reproducteurs phonographiques.

Tous les principes qui viennent d'être exposés à propos des microphones peuvent aussi être employés à transformer en tensions électriques variables les vibrations de l'aiguille d'un phonographe. Toutefois, l'étude des caractéristiques les plus convenables à ce genre de reproduction a conduit à deux types principaux de lecteurs de sons, savoir la tête *piézo-électrique* (ou *à cristal*) et la tête électromagnétique dite *à réluctance variable.*

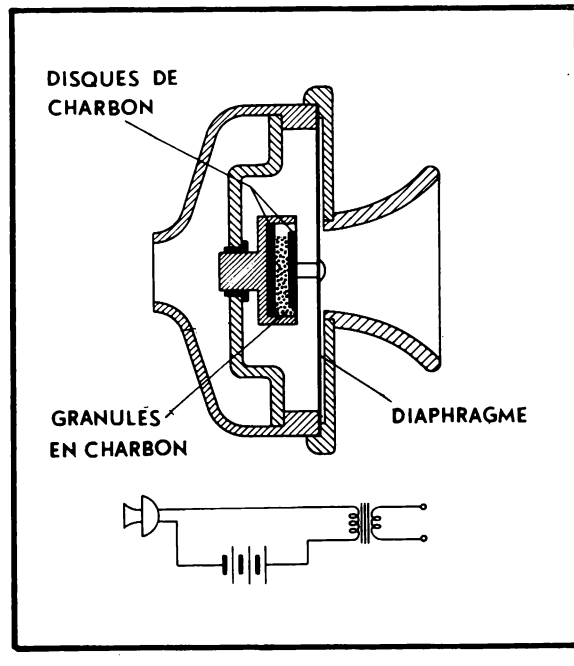


Fig. 6-3. — Microphone à charbon.

Tête à cristal.

Le cristal piézo-électrique employé est généralement fait d'un corps dit sel de Rochelle. Il est monté de telle sorte que les mouvements de l'aiguille lui impriment une torsion, et il en résulte la production de tensions électriques proportionnelles aux amplitudes des mouvements. Une tête à cristal est un dispositif à haute impédance, que l'on peut brancher directement à la grille d'une lampe amplificatrice. Sa tension de sortie peut être de l'ordre de 1 à 2 V, pour un enregistrement de type courant.

Têtes à réluctance.

On peut produire une tension en déplaçant un conducteur dans un champ magnétique, comme on le fait dans le microphone électrodynamique, ou encore en faisant varier le flux magnétique qui traverse une bobine. C'est ce dernier principe qu'emploient les têtes phonographiques à réluctance. Dans celles-ci, une petite armature mobile en fer, solidaire de l'aiguille, modifie par ses déplacements la distribution, entre deux bobines fixes, du flux d'un aimant permanent. La variation de flux induit une tension dans les bobines. Ce dispositif, étant généralement à impédance moyenne, peut attaquer directement la grille d'une lampe amplificatrice, et fournit une tension de sortie de l'ordre de 10 mV.

Comme une tension n'est produite que lors des déplacements de l'armature mobile, et par conséquent lors des variations de flux, la tension de sortie est proportionnelle à la vitesse de déplacement de l'armature, et partant, de l'aiguille, et non à l'amplitude des mouvements de celle-ci. Pour une gravure de disque d'amplitude constante, cela voudrait dire que la tension de sortie d'un tel reproducteur diminue avec la fréquence. Or, l'amplitude des oscillations d'un graveur de disque doit être limitée afin que le tracé d'un sillon n'empiète jamais sur les voisins. Aux fréquences élevées, cela ne pose aucun problème, car alors l'amplitude est toujours petite. Mais aux basses fréquences, elle est plus grande, et le risque de déborder d'un sillon dans l'autre force à choisir arbitrairement une fréquence de l'ordre de 300 à 500 Hz à partir de laquelle (et en dessous) on limite l'amplitude.

En outre, on introduit généralement une distorsion d'amplitude, dite préemphase, favorisant délibérément la reproduction des fréquences élevées, ce qui permet d'élever le niveau de ces fréquences par rapport au bruit d'aiguille. En ramenant ensuite les fréquences élevées à leur niveau normal au moyen d'un filtre atténuateur, ce bruit est atténué dans les mêmes proportions.

Le résultat de ces deux opérations est qu'il faut introduire dans les préamplificateurs des réseaux correcteurs de fréquence éliminant ces distorsions délibérées, c'est-à-dire élevant le niveau des fréquences basses et abaissant celui des fréquences élevées, de part et d'autre de la fréquence critique définie ci-dessus, et dénommée « turnover », de manière à obtenir une caractéristique d'amplitude constante. La figure 6-4 donne la courbe standard R. I. A. A. en vue de la reproduction des disques à longue durée. C'est là une des courbes appliquées couramment dans l'industrie, bien qu'il en existe d'autres, notamment sur les anciens enregistrements.

Enregistrement sur ruban.

Le ruban employé à la reproduction des sons est fait de papier ou de matière plastique recouverts d'un oxyde de fer magnétique. Il se déroule

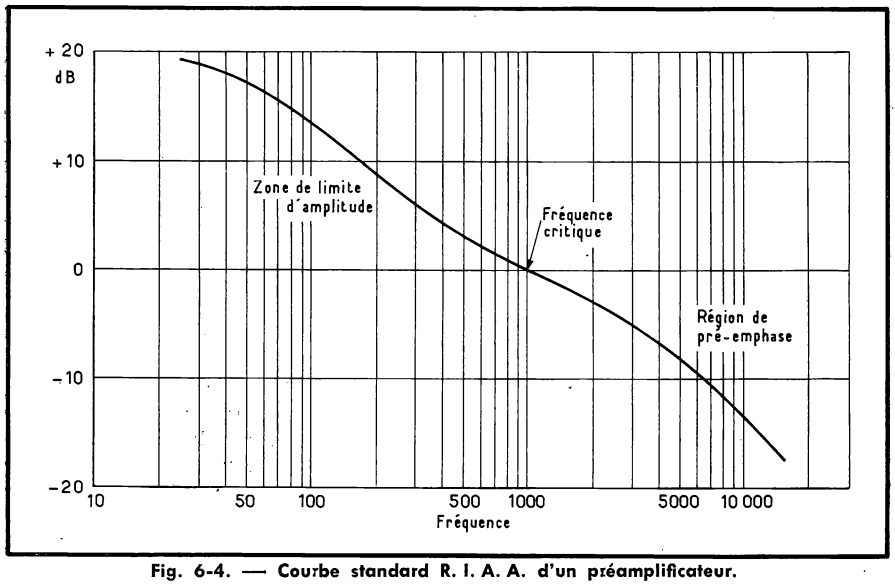


Fig. 6-4. — Courbe standard R. I. A. A. d'un préamplificateur.

contre un entrefer ménagé dans un circuit magnétique entouré d'un bobinage qui fait varier le flux selon le signal à enregistrer. Il en résulte des variations d'aimantation de la bande. Quand celle-ci, lors de la reproduction, repasse contre l'entrefer, ces variations induisent de petites variations de flux magné-

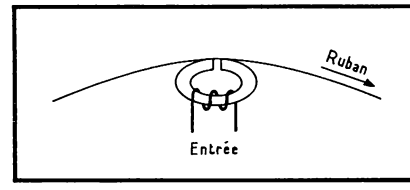


Fig. 6-5. — Tête d'un reproducteur électromagnétique (enregistrement ou reproduction).

tique dans le circuit, et partant, des variations de tension correspondantes dans le bobinage qu'il traverse. Ces tensions amplifiées reproduisent les sons. La figure 6-5 schématise le dispositif décrit.

Reproduction du son.

Elle s'obtient au moyen d'appareils qui transforment l'énergie électrique en son, en faisant intervenir (comme dans le cas des microphones) une vibration mécanique.

Ecouteurs téléphoniques.

L'écouteur téléphonique est le plus répandu des appareils acoustiques. Sous sa forme employée dans les casques, il est représenté sur la figure 6-6, où l'on aperçoit deux petites bobines disposées sur des pièces polaires en

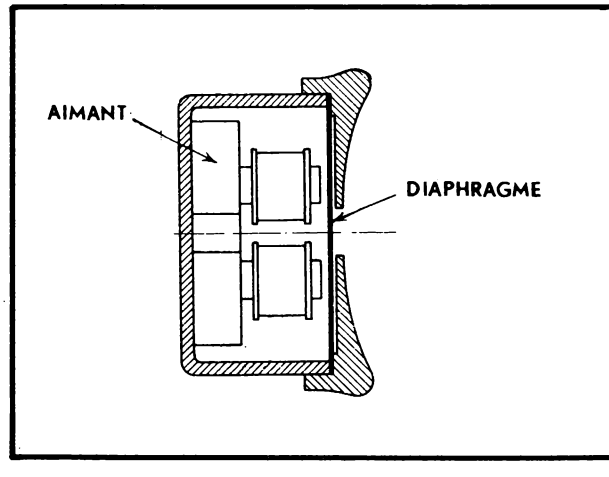


Fig. 6-6. — Récepteur téléphonique.

fer doux, ces pièces étant fixées sur un aimant permanent. La membrane en fer est attirée par les pièces polaires, sous l'effet du courant musical qui parcourt les bobines, et la vibration de cette membrane engendre dans l'air environnant une onde sonore. L'attraction continue, due à l'aimant permanent, est indispensable; sans elle la membrane serait attirée *deux fois* au cours d'une période et il en résulterait une distorsion du signal reproduit.

L'écouteur téléphonique normal a une résistance de l'ordre de 70 Ω, et sa résonance se situe aux environs de 1000 p/s, ce qui augmente la sensi-

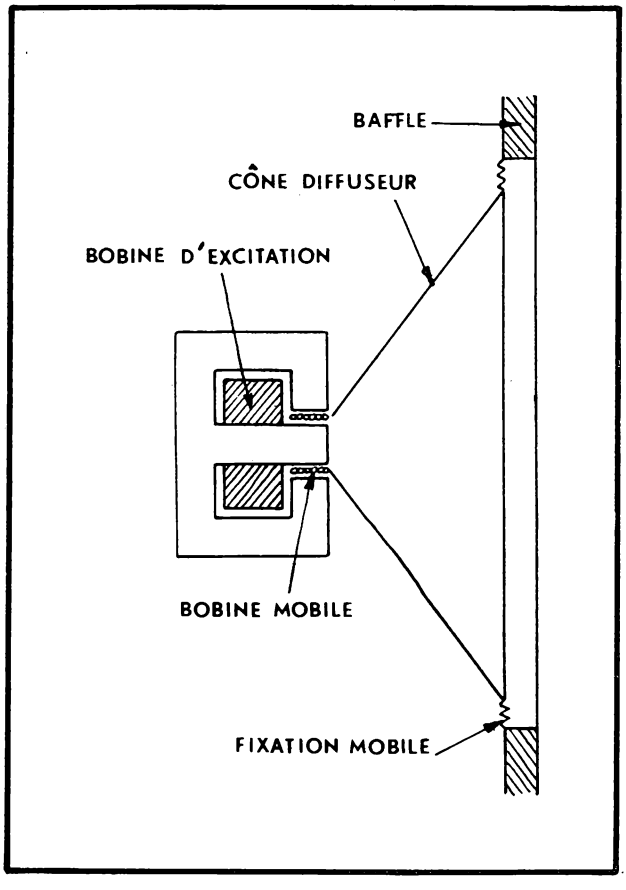


Fig. 6-7. — Haut-parleur électrodynamique.

bilité dans la bande des fréquences utiles. On peut augmenter beaucoup la sensibilité en employant des bobines à grand nombre de spires de fil fin; de tels écouteurs rendent de grands services comme indicateurs dans les ponts de mesure à courant alternatif, ainsi que dans les systèmes de transmission radio-électrique.

Haut-parleurs.

La figure 6-7 donne la représentation schématique d'un haut-parleur de type courant. La bobine mobile, traversée par le courant musical, est placée dans un champ magnétique intense. L'action du champ sur le courant met en mouvement la bobine, dont la vibration se transmet à la membrane conique. Cette membrane est maintenue sur son bord extérieur par une suspension souple, de sorte que son mouvement, du moins aux fréquences peu élevées, est comparable à celui d'un piston rigide dépourvu de déformation appréciable. Il en résulte une transformation très efficace de l'énergie électrique en énergie acoustique rayonnée.

L'onde rayonnée par la paroi arrière du cône est en opposition de phase par rapport à celle provenant de la surface frontale; le rôle du « baffle » consiste à éviter que les deux ondes ne se neutralisent mutuellement. Le baffle sera efficace pour toutes les fréquences pour lesquelles la distance entre

la face antérieure du cône, en contournant le bord du baffle, jusqu'à sa face arrière sera supérieure à la demi-longueur d'onde du son. Ainsi, par exemple, pour 100 p/s, la longueur d'onde est $\lambda = 300/100 = 3$ m (voir chap. IX), et la distance définie ci-dessus ne doit pas être inférieure à 1,5 m.

Circuits téléphoniques.

Les circuits téléphoniques ne sont pratiques que s'ils permettent une communication bilatérale, et il résulte de ce fait certaines complications dans le domaine de la réalisation industrielle. Un circuit simplifié répondant à cette exigence est représenté sur la figure 6-8. Il porte le nom de *système à batterie locale,* chaque abonné devant avoir chez lui une batterie insérée

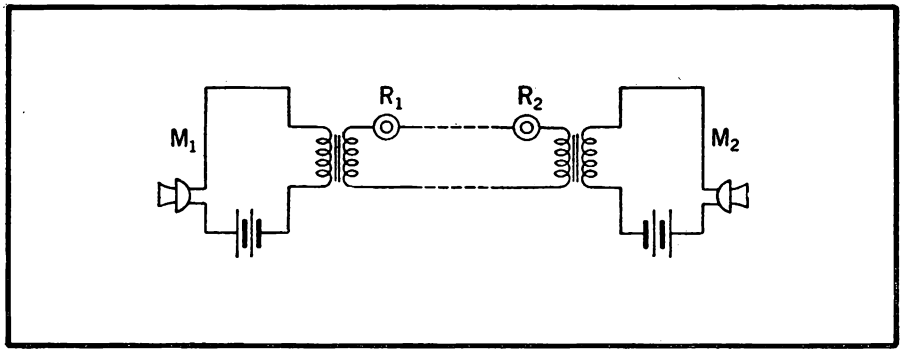


Fig. 6-8. — Téléphone à batterie locale.

dans le circuit microphonique local. Le fonctionnement du système est simple, du fait que parler devant l'un quelconque des deux microphones produit un courant B. F. traversant les deux écouteurs. Les transformateurs isolent les courants continus nécessaires au fonctionnement des microphones et améliorent le rendement de la transmission en élevant la tension à basse fréquence produite, et par suite en réduisant l'intensité qui circule dans la ligne. Pour parler plus techniquement, ils *adaptent* l'impédance du microphone à celle de la ligne.

Système à batterie centrale.

L'inconvénient de la batterie locale a conduit à la généralisation d'un système faisant usage d'une grande batterie d'accumulateurs qui fournit le courant à tous les abonnés depuis le central. Toutefois, il en résulte une nouvelle difficulté, car les courants téléphoniques de tous les postes en service traversent la même batterie et peuvent être dérivés en partie, du fait de la résistance interne de la batterie, dans les autres circuits. Cet effet est connu sous le nom de *diaphonie* et peut être évité au moyen de la disposition que représente la figure 6-9. Elle consiste essentiellement dans l'interposition d'un transformateur de rapport 1, dit *bobine de répéteur,* dont le primaire et le secondaire sont coupés au milieu pour insérer la batterie. D'autres transformateurs identiques peuvent être reliés aux points B C, B' C'; ainsi branchés ils offrent une impédance très élevée au passage du courant téléphonique d'un circuit à l'autre, alors que l'impédance au passage d'un même circuit peut être considérée comme nulle.

Le circuit microphonique de l'abonné n'est pas le même que dans le cas du système à batterie locale. Les transformateurs T_1 et T_2, appelés souvent *bobines d'induction,* et les condensateurs C_1 et C_2 sont connectés de telle manière que le courant continu traverse les microphones M_1 et M_2, mais non les écouteurs R_1 et R_2. Ces transformateurs sont montés ici en *autotransformateurs* destinés comme précédemment à élever la composante alternative de la tension microphonique.

Les circuits téléphoniques comportent également des appareils de signalisation côté central et côté abonnés, ainsi que l'appareillage de commutation des abonnés. L'étude de ces appareils sort du cadre de cet ouvrage.

Lignes téléphoniques.

Les lignes téléphoniques sont de deux sortes : les lignes à fils nus et les câbles. Les câbles aériens ou souterrains sont de plus en plus employés pour deux raisons essentielles.

Premièrement, un câble peut comporter jusqu'à 2000 paires de fils et il est courant de rencontrer des câbles aériens de 900 paires sur une ligne à un poteau, alors qu'une ligne à un poteau portant 50 paires de fils nus serait une véritable monstruosité.

La deuxième raison, c'est que le câble procure une meilleure protection contre les intempéries, aussi bien que contre les interférences électriques (le bruit de fond et la diaphonie).

Décibel.

Les pertes et les gains dans les lignes téléphoniques et, en général, dans tous les appareils, peuvent être évalués en décibels. Le décibel, unité logarithmique, est défini comme suit :

$$\mathrm{dB} = 10 \log \frac{W_2}{W_1},$$

où W_1 représente la puissance d'entrée et W_2 la puissance de sortie. Dans un amplificateur la puissance de sortie est plus élevée que la puissance d'entrée, et l'expression ci-dessus exprime un *gain.* Dans le cas contraire, elle est négative, et on parle alors d'une perte, ou *atténuation.*

On emploie également les décibels pour évaluer la quantité d'énergie fournie ou absorbée par un appareil, prise par rapport à une puissance de référence. Cette puissance de référence définit le niveau zéro; dans la pratique téléphonique, le niveau zéro est de 1 mW. Si la puissance de sortie de l'amplificateur est de 4 W son niveau de puissance en décibels est :

$$10 \log \frac{4}{0{,}001} = 10 \log 4000 = 36 \text{ dB}.$$

Le décibel est une unité très importante; son emploi est fréquent dans tous les domaines des communications électriques. Etant une unité logarithmique, il permet d'évaluer le gain ou les pertes d'un ensemble de lignes et d'amplificateurs en ajoutant ou en retranchant les pertes ou les gains individuels. D'autre part, la sensibilité de l'oreille est une fonction logarithmique de l'intensité du son, de sorte qu'une unité logarithmique est d'un emploi très commode. Une différence de niveau sonore de 1 dB est à peine perceptible pour une oreille normale; l'unité est donc bien choisie.

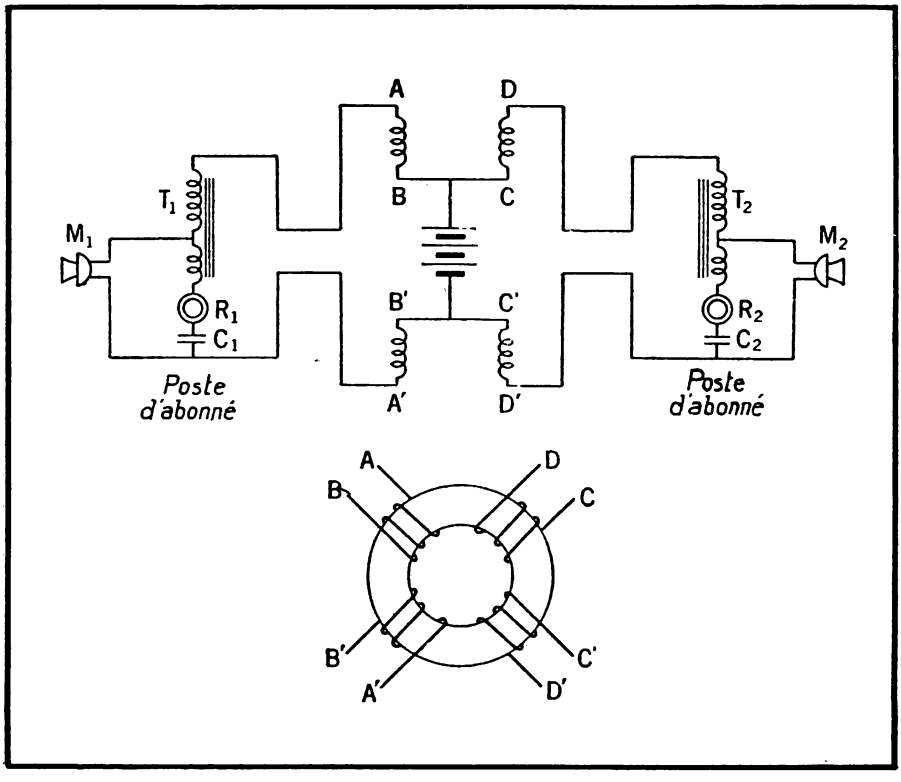


Fig. 6-9. — Système à batterie centrale.

Pertes dans les lignes téléphoniques.

Le plus petit conducteur employé dans les lignes normales à fils nus a une section de 2 mm²; une ligne ainsi constituée présente un affaiblissement approximatif de 0,037 dB par kilomètre. Quant aux câbles, on y utilise des fils dont la section ne dépasse pas 9/10 mm et leur affaiblissement est alors de l'ordre de 0,6 dB par kilomètre. A cet égard les câbles sont moins avantageux que les lignes à fils nus, surtout pour les grandes distances; toutefois, les perfectionnements apportés récemment dans le domaine de l'efficacité de l'appareillage téléphonique ont considérablement augmenté la portée utile des lignes à câbles.

Lignes chargées.

Les pertes peuvent être fortement diminuées en insérant à intervalles réguliers des bobines qui ajoutent une inductance en série avec la ligne et améliorent le rapport de la réactance inductive à la réactance capacitive. Il en résulte que, pour une puissance donnée, la tension est plus forte et le courant plus faible.

L'effet est donc analogue à celui des transformateurs dans le cas des lignes de transport d'énergie électrique. Le courant étant plus faible, les pertes ohmiques sont moins élevées et le rendement est accru.

Ce procédé est limité par le fait que les bobines forment, avec la capacité répartie de la ligne, un filtre dit passe-bas qui ne laisse pas passer les fréquences dépassant une fréquence limite appelée *fréquence de coupure*. Cette fréquence est donnée avec une très bonne approximation par l'expression :

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L C d}},$$

où f_c est la limite supérieure des fréquences transmises, L l'inductance effective de chaque bobine, C la capacité par kilomètre de ligne et d la distance en kilomètres entre les bobines.

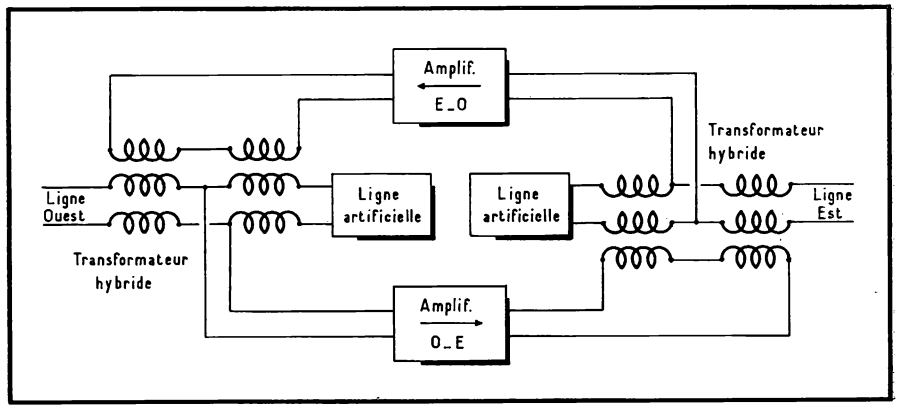


Fig. 6-10. — Répéteur téléphonique.

L'examen de cette équation montre que si on augmente L pour améliorer l'efficacité de la transmission, f_c diminue, à moins que l'on ne diminue l'intervalle d dans la même proportion. Cet intervalle a été fixé pratiquement à 2 km environ; une plus grande réduction entraînerait un coût d'établissement de ligne prohibitif. Actuellement, en raison de l'importance accrue qu'on attache à une bonne qualité de la parole, qui exige la transmission de fréquences plus élevées, une tendance se manifeste vers la réduction de la charge des lignes pour certains circuits.

Répéteurs.

Dans les lignes à grande distance, les pertes sont si élevées qu'on ne peut obtenir un fonctionnement satisfaisant sans avoir recours à l'amplification. Les amplificateurs téléphoniques, dits *répéteurs*, ont ceci en propre qu'ils fonctionnent dans les deux sens. Les stations de répéteurs sont installées habituellement tous les 70 à 80 km, sauf pour certaines lignes de transmission à large bande, où l'espacement des répéteurs peut être de l'ordre de 8 à 10 km. Etant donné le grand nombre d'amplificateurs insérés dans une ligne couvrant une grande distance, les conditions imposées à ces appareils sont très sévères. Les différentes distorsions s'ajoutent, de sorte que leur présence, à un degré sensible, rend vite la parole transmise inintelligible. La qualité de transmission exigée pour le relais des programmes de radiodiffusion rend ces conditions plus sévères encore.

La figure 6-10 montre l'un des procédés employés pour obtenir un répéteur à deux voies. Deux amplificateurs assurent chacun une direction de transmission. Les réactions et les oscillations parasites sont évitées en

employant des transformateurs à trois enroulements équilibrés, dits transformateurs hybrides. Si nous suivons un signal allant de l'Ouest à l'Est, nous voyons qu'il rencontre d'abord un premier transformateur, d'où une partie de la puissance à transmettre se dirige vers l'amplificateur Ouest-Est, grâce aux prises médianes de l'enroulement principal. Le reste de la puissance est dissipé dans les autres parties du circuit et ne joue pas de rôle utile. La puissance amplifiée est conduite dans le troisième enroulement du second transformateur, où elle se divise en deux parties égales, l'une se propageant vers l'Est et l'autre vers la ligne artificielle. Celle-ci est constituée de façon à avoir une impédance égale à celle de la ligne pour toutes les fréquences de la bande à transmettre, de sorte que l'ensemble comprenant la ligne et la ligne artificielle forme un pont équilibré. Ce dispositif d'équilibrage évite qu'une partie de la puissance de sortie de l'amplificateur Ouest-Est n'arrive aux bornes d'entrée de l'amplificateur Est-Ouest.

Notons qu'une partie de la puissance est perdue dans les transformateurs hybrides. Ces pertes sont compensées par un gain accru des amplificateurs, gain de l'ordre de 6 dB.

CHAPITRE VII

AMPLIFICATEURS B. F.

Généralités sur les amplificateurs.

Nous avons montré, dans le chapitre VI, comment l'énergie du son peut être transformée en énergie électrique à l'aide d'un microphone, transmise à distance à l'aide de lignes et, enfin, reproduite grâce aux écouteurs (ou haut-parleurs).

A un certain stade de cette série d'opérations, il est nécessaire, généralement, d'amplifier le signal à transmettre. Le stade choisi est celui où il se présente sous sa forme électrique, et cette amplification s'obtient au moyen d'un amplificateur à basse fréquence (B. F.). En vertu du principe de la conservation de l'énergie, le signal ne peut être amplifié que si l'amplificateur reçoit de l'énergie de l'extérieur. Dans un amplificateur, cette énergie extérieure est celle d'une batterie ou d'un redresseur d'alimentation. Commandée par le signal d'entrée, elle fournit le signal de sortie de l'amplificateur.

Un amplificateur B. F. est conçu de manière à amplifier les signaux dont les fréquences sont situées dans la gamme des fréquences audibles. En général, l'amplification tend à baisser pour les deux extrémités de la bande transmise, et des précautions spéciales doivent être prises si l'on veut éviter cet effet. Un amplificateur moderne de radiodiffusion est établi de manière à transmettre uniformément toutes les fréquences de 30 à 15 000 c/s.

Pour obtenir une amplification supérieure à celle qui peut être obtenue avec un seul tube, un amplificateur comporte généralement plusieurs étages, la sortie d'un étage étant appliquée à l'entrée du suivant. Ces étages peuvent *amplifier en tension* ou en *puissance,* et un amplificateur B. F. complet comporte le plus souvent un ou deux étages d'amplification en tension suivis d'un étage de puissance.

Un étage amplificateur de tension est établi de manière à fournir un signal de sortie de puissance très faible, mais de tension élevée. Un tel amplificateur peut servir à attaquer la grille de l'étage suivant, puisque le circuit de grille n'absorbe qu'une puissance négligeable quand le fonctionnement de l'étage est correct.

Un étage d'amplification de puissance est conçu de façon à fournir une quantité notable d'énergie à un haut-parleur ou à tout autre appareil absorbant de la puissance. Ici, le gain de tension a moins d'importance, et on le sacrifie à l'amélioration de l'amplification de puissance.

Classification des amplificateurs.

Les amplificateurs B. F. sont classés suivant les conditions de fonctionnement des tubes. On les répartit généralement en trois catégories, dites classes A, A B et B. Un amplificateur appartient à la classe A quand le courant plaque passe pendant toute la durée du cycle de la tension alternative de grille. La polarisation et la tension alternative de grille sont choisies de telle manière que le point de fonctionnement ne quitte pas la région linéaire des caractéristiques de grille. La forme de la tension de sortie est alors semblable à celle de la tension appliquée à la grille du tube.

Un amplificateur classe A B est réglé de manière que le courant anodique passe pendant un temps supérieur à une alternance de la tension d'excitation.

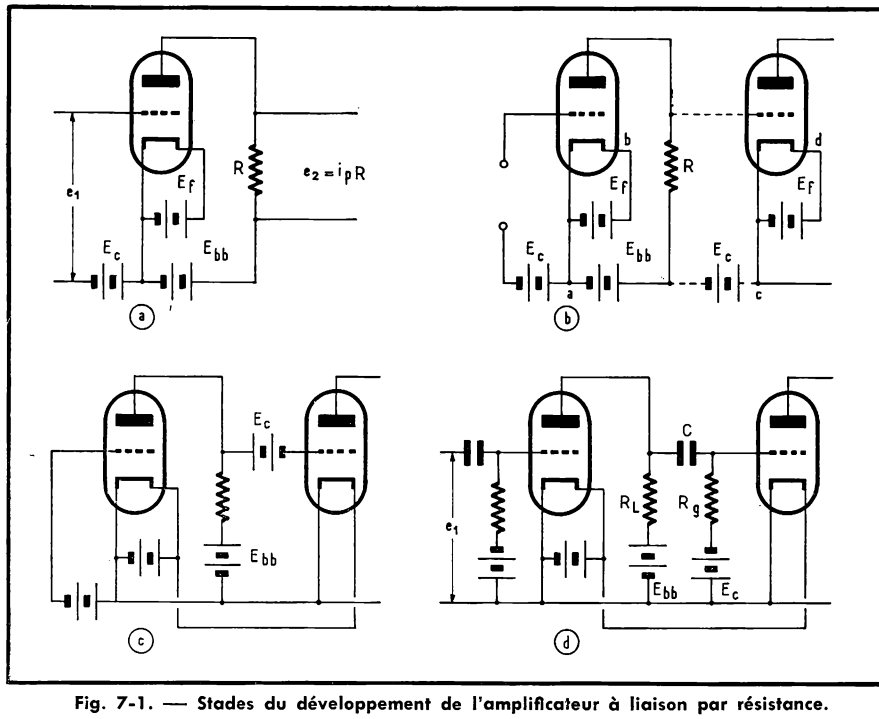


Fig. 7-1. — Stades du développement de l'amplificateur à liaison par résistance.

Un amplificateur appartient à la classe B quand le courant anodique passe pendant une demi-période de la tension appliquée.

L'indice 1 peut indiquer que les grilles ne deviennent pas positives (par exemple, classe A_1). L'indice 2 est employé (par exemple, classe AB_2) pour signaler que la grille est positive pendant une partie du cycle.

Ces différentes catégories d'amplificateurs sont étudiées en détail dans le paragraphe sur les amplificateurs de puissance, et dans le chapitre XI.

Amplificateurs à liaison par résistances.

On a vu dans le chapitre IV qu'une variation de tension appliquée à la grille d'un tube produit une variation de son courant anodique. Si ce courant

traverse une résistance R (fig. 7-1 *a*) une tension variable e_2 apparaîtra aux bornes de cette résistance; cette tension sera analogue à la tension appliquée e_1, mais elle sera beaucoup plus forte. La figure 7-1 *d* indique comment un deuxième tube peut être monté pour amplifier la tension de sortie du premier. Pour comprendre l'utilité des éléments R_p, C et R_g du circuit de la figure 7-1 *d*, considérons d'abord des circuits plus simples.

La figure 7-1 *b* représente la forme la plus simple du couplage. Les batteries E_f, E_{bb} et E_c sont nécessaires pour maintenir les points de fonctionnement des tubes dans les régions désirées. D'autre part, il est commode dans la pratique d'alimenter les filaments à partir d'une batterie ou d'une autre source commune. Si l'on disposait le circuit de la figure 7-1 *b* en reliant les points *a* et *c*, ainsi que les points *b* et *d*, il est bien évident que les batteries E_{bb} et E_c seraient court-circuitées.

Le circuit de la figure 7-1 *c* supprime cette difficulté en reliant la borne « moins » de chaque filament à la borne négative de la batterie E_{bb}. Mais cette disposition place cette source entre la grille et le filament du deuxième tube et applique ainsi sur cette grille une tension positive élevée, ce qui oblige à mettre en série avec la grille du deuxième tube une source E_c fournissant une forte tension négative. Ce genre de circuit est quelquefois employé dans les amplificateurs à courant continu. Son inconvénient vient de ce que la faible tension de polarisation est obtenue à partir de la différence entre deux tensions très élevées, de sorte qu'une faible variation de l'une de celles-ci entraîne une variation proportionnellement beaucoup plus forte de la polarisation. Ainsi, par exemple, si la tension plaque E_b est de 90 V, et que la polarisation du tube suivant est de — 4,5 V, la tension E_c devra être de — 94,5 V. Supposons maintenant que la tension E_b tombe à 85 V. La polarisation passera de — 4,5 à — 9,5 V. Si la tension E_c diminue de 5 V, la polarisation passera de — 4,5 à + 0,5 V.

Il en résulte qu'un amplificateur à couplage direct, comme celui de la figure 7-1 *c*, a tendance à être instable et que son fonctionnement est très sensible aux variations des tensions d'alimentation.

Le montage de la figure 7-1 *d* est conçu de façon à supprimer cette difficulté (ainsi que certaines autres). Pour éviter que la tension E_b ne soit appliquée à la grille du tube suivant, un condensateur C, appelé *condensateur de liaison*, est placé entre les deux étages. Toutefois, cette disposition isole la grille du filament en ce qui concerne les courants continus.

Or, les électrons qui, venant de la cathode, atteignent la grille, ne peuvent la quitter et progressivement lui communiquent une forte charge négative qui provoque le blocage du tube. C'est ce qui explique le rôle de la résistance de fuite R_g. On notera que le même circuit à résistance et capacité est employé à l'entrée du premier tube. Cette disposition isole celui-ci de toute tension continue qui pourrait accompagner le signal et lui assure une polarisation convenable.

Voyons maintenant quelles sont les valeurs à donner aux éléments du circuit de la figure 7-1 *d*. Chacun de ces éléments a deux fonctions distinctes : 1° permettre l'application des tensions continues correctes au tube, et 2° placer le tube dans les meilleures conditions pour l'amplification du signal. Souvent, un compromis est nécessaire, car les deux fonctions exigent des valeurs d'éléments très différentes.

Résistance de plaque.

Quand un tube est employé en amplificateur de tension, la seule condition imposée à la résistance R_p, tout au moins en ce qui concerne l'amplification du signal, est d'être la plus grande possible. Rappelons, d'après le théorème du circuit équivalent, que le tube se comporte comme un générateur de force électromotrice $\mu\, e_g$ en série avec la résistance R_i. La figure 7-2 *c* indique la

variation de e_2 en fonction de R_p. On a porté le rapport R_p/R_i en abscisses et $\mu \frac{e_g}{e_2}$ en ordonnées. Quand la résistance R_p est faible, presque toute la chute de tension est due à la résistance interne R_i, et la tension e_2 est faible; si, par contre, R_p est grand par rapport à R_i, presque toute la force électromotrice μe_g apparaîtra aux bornes de R_p. On voit donc que R_p doit être rendu très grand, par exemple cent fois plus grand que R_i.

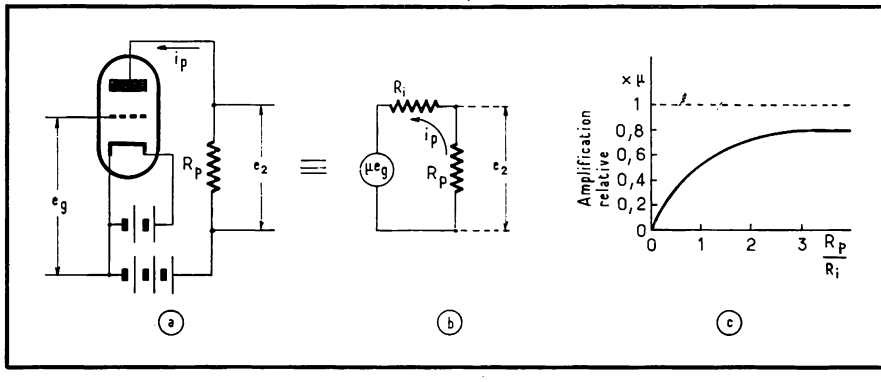


Fig. 7-2. — Effet de la résistance de charge R_p sur l'amplification.

Considérons maintenant les tensions continues. La tension E_b appliquée à la plaque du tube est égale à la tension de la batterie E_{bb}, moins la chute de tension dans la résistance. Si R_p est de valeur excessive, la chute de tension y est trop grande et la tension anodique sera trop faible. Il est toujours possible d'augmenter la tension de la batterie E_{bb}, mais on pourrait être amené à des valeurs de l'ordre de plusieurs centaines à un millier de volts, et il n'est pas facile d'y parvenir. On est donc conduit à choisir pour R_p une valeur de compromis qui est le plus souvent, dans le cas d'une triode amplificatrice de tension, de 1 à 10 fois R_i, suivant la valeur plus ou moins élevée de R_i. Dans le cas de l'amplification de puissance, d'autres facteurs interviennent dans le choix de R_p.

Résistance de fuite de grille.

Toute la chute de tension à travers R_p (fig. 7-1 *d*) ne sera pas appliquée à la grille du tube suivant. La capacité C et la résistance R_g jouent le rôle d'un diviseur de tension, de sorte qu'une fraction seulement de la tension aux bornes de R_p attaque la grille. Par conséquent, du point de vue du signal appliqué, la résistance R_g devrait être aussi forte que possible. Si l'étage est réglé convenablement, le courant grille est nul et la résistance de grille n'est pas limitée par la considération de la chute de tension, comme l'était la résistance de plaque. Toutefois, si la résistance de grille est trop élevée, l'effet de « grille en l'air » commence à se faire sentir, car les charges accumulées sur la grille ne peuvent pas la quitter assez vite. La valeur habituelle de R_g dépend du type de tube employé et varie entre 0,1 et 10 MΩ. Cette valeur est généralement indiquée par le constructeur.

* L'abréviation de la résistance plaque est R_p ou R_1. Ici, on emploiera indifféremment l'une ou l'autre.

Condensateur de liaison.

Le rôle du condensateur de liaison est de séparer la grille du potentiel positif élevé de la plaque, tout en opposant au signal une réactance aussi faible que possible. Cette condition exige une valeur de capacité élevée. Mais là encore, il faut tenir compte du fait que les charges qui s'amassent sur la grille (et qui chargent le condensateur de liaison) demanderont un temps trop long pour s'écouler à travers la résistance de fuite si C est rendu trop grand. Il est clair que cet effet dépend tant de la valeur de la capacité que de celle de la résistance de fuite, puisque augmenter l'une ou l'autre revient à augmenter le temps nécessaire pour décharger le condensateur, d'où la notion de *constante de temps* du circuit. La constante de temps est donnée par le produit de R par C, R étant mesuré en ohms et C en farads. Leur produit représente le temps (en secondes) nécessaire pour décharger le condensateur C au tiers environ (à 1/2,718 exactement) de sa charge initiale. La valeur normale pour un amplificateur à liaison par résistance et capacité est de 0,004 s; cette valeur peut être obtenue avec une résistance de fuite de 1 MΩ et une capacité de 0,004 μF, ou avec toute autre combinaison donnant la même constante.

Une autre considération pratique qui intervient dans le choix du condensateur de liaison est sa résistance de fuite, qui doit être très élevée (de l'ordre de plusieurs centaines de mégohms). Si la résistance de fuite est peu élevée elle sera parcourue par un courant continu important; la résistance R_p, la résistance de fuite du condensateur et la résistance de grille constituent alors un diviseur de tension appliquant une partie du potentiel positif E_{bb} à la grille. Ainsi, par exemple, si on a $R_p = 1$ MΩ, et si la résistance de fuite du condensateur est de l'ordre de 10 MΩ, une tension anodique de 100 V produit un courant de 0,009 mA et une tension de 9 V aux bornes de la résistance de grille.

Courbe de réponse d'un amplificateur à liaison R-C.

Comme nous l'avons déjà indiqué, la plupart des applications exigent des amplificateurs B. F. une courbe de réponse uniforme sur une large gamme de fréquences.

En d'autres termes, d'une extrémité à l'autre de cette gamme, l'appareil doit amplifier dans le même rapport le signal appliqué. L'amplificateur à résistances-capacité (R-C) est particulièrement apte à remplir cette condition, étant donné que les impédances principales dont il est composé ne dépendent pas de la fréquence dans le domaine des fréquences musicales.

Pour les fréquences intermédiaires et élevées, la réactance du condensateur de liaison est suffisamment faible par rapport à R_g pour qu'elle puisse être considérée comme un court-circuit. Aux fréquences très basses, il n'en est plus de même et la réactance du condensateur est suffisamment grande pour qu'une partie du signal apparaisse à ses bornes. Il en résulte une diminution de l'amplification à ces fréquences. D'autre part, aux fréquences élevées, les capacités interélectrodes et celles dues au câblage ont des réactances suffisamment faibles par rapport aux résistances qu'elles shuntent pour provoquer également une diminution de l'amplification (voir fig. 7-3). Les capacités interélectrodes qui interviennent sont : la capacité plaque-cathode du premier tube, qui shunte la résistance R_p, et la capacité grille-cathode du second tube, en parallèle sur R_g.

Ces capacités sont représentées sur la figure 7-3, où l'on voit également les circuits équivalant aux basses et aux hautes fréquences, ainsi que la courbe de réponse d'un tel amplificateur.

Gain d'un amplificateur B. F.

Le gain en tension d'un étage amplificateur est donné par le rapport de la tension du signal apparaissant sur la grille du second tube à celle qu'on applique à la grille du premier. Il est facile de déterminer la valeur de ce gain pour la plus grande partie de la gamme des fréquences, où le théorème du circuit équivalent de la figure 7-3 *b* s'applique.

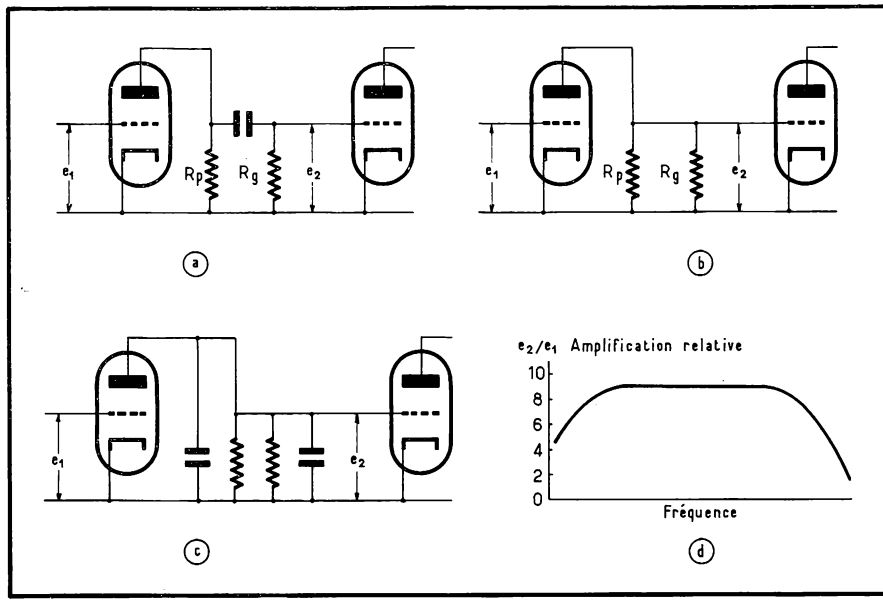


Fig. 7-3. — Circuit équivalent d'un amplificateur à liaison R C. En a, aux basses fréquences ; en b, aux fréquences moyennes ; en c, aux fréquences élevées ; en d, courbe de réponse résultante.

Nous avons montré, dans le chapitre IV, que la tension E_p apparaissant aux bornes de R dans le circuit de plaque d'une triode (fig. 4-11) est donnée par la formule :

$$E_p = \frac{\mu E_s R}{R_i + R}.$$

Dans le cas de la figure 7-3 *b*, la résistance R est composée de R_p et R_g en parallèles. Donc :

$$R = \frac{R_p R_g}{R_p + R_g}.$$

Si la résistance R_g est beaucoup plus grande que R_p, comme c'est le cas très souvent, l'effet de R_g en parallèle sur R_p est faible, et R sera approximativement égal à R_p. Dans ce cas l'amplification en tension de l'étage est la même que l'amplification du tube, et on a :

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{\mu R_p}{R_i + R_p}.$$

Comme la résistance de plaque est très grande par rapport à R_i, l'amplification a une valeur proche de μ, coefficient d'amplification du tube (voir

fig. 7-2 *c*). Lorsque R_p est égal à 9 fois R_i le rapport d'amplification est égal à 9/10 de μ.

Aux fréquences basses, où il est indispensable d'utiliser le circuit complet de la figure 7-3 *a*, le gain est un peu plus difficile à évaluer. Toutefois, si R_g est beaucoup plus grande que R_p, le gain est fourni par l'expression approchée :

$$\frac{R_g A}{\sqrt{R_g^2 + X_c^2}},$$

où

$$A = \frac{\mu R_p}{R_i + R_p}$$

est le gain dans la partie médiane de la courbe de réponse. Cela s'explique en observant que R_g et X_c agissent comme un diviseur de tension et que la fraction du potentiel alternatif qui apparaît aux bornes de R_g est donnée par :

$$\frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + X_c^2}},$$

X_c étant la réactance du condensateur de liaison :

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}.$$

A la fréquence qui rend X_c égale à R_g, l'amplification n'est plus que $1/\sqrt{2}$ de A. La puissance étant proportionnelle au carré de la tension (dans une résistance fixe), cela veut dire que pour cette fréquence la puissance sera réduite de moitié, ce qui correspond à un affaiblissement de 3 dB (voir la table du chapitre I). On désigne ainsi la limite inférieure de la gamme des fréquences transmises par un amplificateur auquel on demande une fidélité moyenne. De même, la limite supérieure est fournie par la fréquence pour laquelle le gain est tombé à $A/\sqrt{2}$ du fait des capacités interélectrodes et de câblage. Cette fréquence peut être évaluée en faisant intervenir, dans les formules, l'effet de la mise en parallèle de ces capacités sur les résistances de grille et de plaque.

Amplificateur à pentode.

Le circuit d'un amplificateur à résistances équipé d'une pentode est représenté sur la figure 7-4. Si l'on excepte les connexions alimentant les deux nouvelles grilles en potentiels continus convenables, ce circuit est analogue à celui d'une triode. Toutefois, leurs fonctionnements sont très différents, comme nous l'avons indiqué dans le chapitre IV. Grâce à l'effet de l'écran et de la troisième grille, la tension sur l'anode n'influe que peu sur le courant plaque. Autrement dit, aussi bien le coefficient d'amplification μ que la résistance interne R_i du tube sont ici très élevés.

La résistance interne est habituellement supérieure à 1 MΩ, de sorte que la valeur de R_p doit être maintenant très inférieure à R_i, car elle est limitée par la chute de potentiel continu qui se développe à ses bornes. Le gain de l'étage sera encore :

$$\text{Gain en tension} = \frac{e_2}{e_1} = \frac{\mu R}{R_i + R},$$

mais R_i est ici grand devant R (R est plus petit que R_p), de sorte que l'on peut considérer $(R_i + R)$ comme approximativement égal à R_i et écrire :

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{\mu}{R_i} R.$$

Mais on a $\mu/R_i = S$, de sorte que pour une pentode le gain d'un étage amplificateur de tension est donné par la relation :

$$\text{Gain en tension} = \frac{e_2}{e_1} = S\,R.$$

On a $e_2/e_1 \# S\,R_p$ quand la résistance de grille de l'étage suivant (R_g) est plusieurs fois supérieure à la résistance de plaque R_p.

Il résulte de cette relation que la qualité d'une pentode équipant un amplificateur à résistances est indiquée par sa pente bien plus que par son coefficient d'amplification. Dans une pentode, comme dans une triode, la tension continue d'anode est égale à la tension de la source, moins la chute

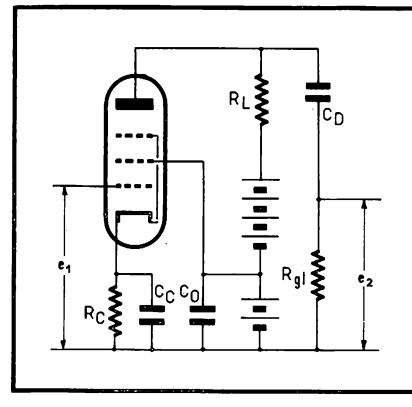


Fig. 7-4. — Circuits amplificateurs à liaison R-C utilisant un tube pentode.

de tension dans la résistance de plaque. Toutefois, dans le cas de la triode, le courant plaque est proportionnel à la tension, de sorte que lorsqu'on diminue la tension anodique en accroissant la valeur de la résistance de plaque ou en employant une tension d'alimentation anodique plus faible, le courant plaque diminue ainsi que la chute de tension dans la résistance de plaque. Dans le cas de la pentode un tel effet de compensation n'existe pas, le courant plaque étant presque complètement indépendant du potentiel de plaque. Il s'ensuit que lorsqu'on diminue le potentiel d'alimentation, ou lorsqu'on augmente la résistance R_p, il est nécessaire de réduire le courant anodique en diminuant la tension d'écran. Si l'on ne prend pas cette précaution, la tension plaque pourra descendre jusqu'au zéro et le tube cessera d'amplifier.

Amplificateurs B. F. à plusieurs étages.

On désire généralement obtenir un gain supérieur à celui qu'il est possible de réaliser avec un seul étage; on est donc conduit à connecter deux ou plusieurs étages *en cascade*.

La figure 7-5 donne l'exemple de deux étages équipés de pentodes. Les résistances R_L et R_g sont les résistances de plaque et de fuite de grille habituelles, et les condensateurs C sont les condensateurs de liaison. Les résistances R_D ramènent la haute tension à la valeur nécessaire à l'alimentation des grilles-écrans, et C_D désigne les condensateurs de découplage dont le rôle a été décrit dans le chapitre IV. Les résistances R_c donnent la polarisation automatique; le courant cathodique en traversant ces résistances porte les cathodes à un potentiel positif par rapport aux grilles. Les grilles sont donc

à un potentiel négatif par rapport aux cathodes, et ce potentiel est égal à la chute de tension dans les résistances R_c. La valeur à donner à R_c est donc :

$$R_c = \frac{E_c}{I},$$

où E_c est la polarisation requise pour le tube, et I le courant cathodique (somme du courant de plaque et du courant d'écran). Les condensateurs C_c shuntent les résistances R_c pour laisser passer la composante alternative du courant cathodique. Si ces condensateurs de découplage n'existaient pas, cette composante serait directement introduite dans les circuits de grille.

L'ensemble R_F-C_F constitue ce qu'on désigne sous le nom de circuit de découplage de plaque. L'une des précautions qu'il est nécessaire de prendre dans un amplificateur B. F. consiste à éviter que le signal obtenu dans l'étage de sortie ne réagisse sur les circuits d'entrée. Si cette *réaction* a lieu, selon la phase du signal réinjecté, le signal d'entrée est soit renforcé, soit affaibli.

Dans le premier cas on a la réaction proprement dite ou positive; dans le second cas on a la réaction négative. Dans le cas de la réaction positive, le signal d'entrée renforcé produit un signal de sortie plus considérable encore et ce processus peut conduire au déclenchement d'une oscillation, appelée « accrochage ». Ce phénomène est particulièrement gênant dans le cas des amplificateurs à trois étages, ou à deux étages à grand gain, car le signal d'entrée est alors très faible par rapport au signal de sortie, et il suffit d'une très faible fraction de celui-ci pour déclencher l'oscillation parasite. La réaction entre étages peut avoir diverses causes, mais la plus fréquente réside dans un couplage provoqué par une source de tension anodique commune. Quand cette source est constituée par une batterie en bon état, la résistance interne de celle-ci est faible et on ne doit pas observer de tendance à l'accrochage. Mais avec le vieillissement, la résistance interne des piles augmente considérablement; la composante alternative du courant plaque du dernier étage traverse cette résistance et la tension alternative ainsi développée dans le circuit anodique du premier étage est directement transmise à la grille du deuxième. Les conditions d'un couplage parasite de réaction sont ainsi réalisées.

Quand un redresseur d'alimentation remplace les batteries, son filtrage doit être très poussé, comme nous l'avons déjà vu dans le chapitre V. La composante alternative du courant anodique traverse le condensateur de sortie du filtre et produit une chute de tension aux bornes de ce condensateur, dont la valeur est généralement suffisamment élevée (8 μF, par exemple) pour que la chute de tension soit très faible, sauf aux fréquences pour lesquelles la réactance du condensateur devient appréciable (1).

---

(1) Pour estimer rapidement la réactance d'un condensateur, il est utile de se rappeler qu'un condensateur de 1 μF présente, à 1000 p/s, une réactance de 160 Ω environ. Cela permet d'évaluer par un calcul mental rapide la réactance de tout autre condensateur à une fréquence musicale quelconque. Par exemple, la réactance d'un condensateur de 0,1 μF à 50 p/s sera :

$$160 \times \frac{1}{0{,}1} \times \frac{1000}{50} = 160 \times 10 \times 20 = 32\,000\ \Omega,$$

alors que la réactance d'un condensateur de 8 μF à 100 p/s sera de :

$$160 \times \frac{1}{8} \times \frac{1000}{100} = 200\ \Omega.$$

Dans le domaine des hautes fréquences il est utile de se rappeler qu'un condensateur de 1000 $\mu\mu$F à 1000 kHz a une réactance de 160 Ω.

Par exemple la réactance d'un condensateur de 8 μF est de 20 Ω seulement à 1000 p/s et de 400 Ω à 50 p/s. La fréquence de l'oscillation qui risque de se produire est donc généralement très basse et donne lieu à ce qu'on appelle le « motor-boating ». Ce genre de réaction peut être éliminé par un circuit de filtrage disposé comme le circuit C_F-R_F de la figure 7-5 (quelquefois deux cellules sont prévues pour les étages à gain élevé). La résistance et le condensateur en série se comportent comme un diviseur de tension, seule la tension aux bornes du condensateur étant appliquée à la plaque du premier tube. Si la réactance du condensateur est faible (c'est-à-dire si le condensateur est de forte capacité) et la résistance de valeur élevée, cette tension ne sera qu'une faible fraction de la tension totale.

Ronflement et souffle.

Dans un amplificateur composé de plusieurs étages en cascade, on constate la présence d'un niveau notable de bruit de fond à la sortie, même quand

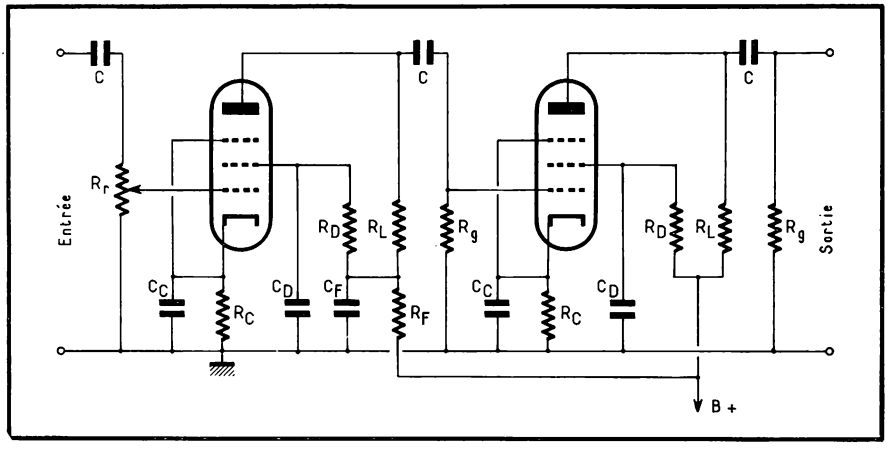


Fig. 7-5. — Amplificateur à résistance comportant deux étages.

aucun signal n'est appliqué à l'entrée. Cela s'explique si l'on pense que dans un amplificateur à gain élevé il suffit d'une tension perturbatrice très faible à l'entrée pour fournir un signal de sortie de forte intensité. L'une des sources de bruits parasites est l'induction électromagnétique ou électrostatique à partir des lignes à courant alternatif. Des blindages appropriés permettent de s'en affranchir; les blindages autour des tubes et des connexions des grilles sont une nécessité dans les premiers étages des amplificateurs à gain élevé. Des courants d'alimentation mal filtrés sont une cause de ronflement; le remède est évident. Les connexions des filaments (dans le cas des tubes à chauffage par courant alternatif) doivent être torsadées de façon que le champ magnétique qu'elles rayonnent soit le plus faible possible. Elles doivent être placées le plus loin possible des connexions de grilles et de plaques. Lorsque le chauffage s'effectue en courant continu, les retours des grilles se font à l'un des côtés de la source (généralement au pôle négatif). Dans le cas de chauffage par courant alternatif, le retour du circuit de grille doit être connecté au point milieu du transformateur de chauffage. Quand ce point milieu n'existe pas, il suffit de connecter le retour de grille au point

milieu d'une résistance branchée en parallèle sur le secondaire du transformateur de chauffage. Cette résistance est quelquefois remplacée par un potentiomètre, dont on règle la position pour obtenir le minimum de bruit.

Il y a d'autres sources de bruit dans un amplificateur B. F. Dans certains cas il résulte de la vibration mécanique des éléments du tube; c'est le *bruit microphonique.* Dans ce cas, il suffit généralement de remplacer le tube incriminé par un autre pour supprimer la cause du bruit. Une autre forme de bruit, apparaissant aux amplifications très poussées, est due à ce qu'on appelle l'*effet de grenaille.* Cet effet provient du mouvement désordonné des électrons, particulièrement dans le premier tube. Un effet similaire, connu sous le nom d'*effet thermique* et provoqué par le va-et-vient des électrons dans tous les conducteurs du premier étage amplificateur, impose une limite supérieure à l'amplification qui peut être obtenue. Ce mouvement de va-et-vient des électrons, dont la vitesse moyenne croît avec la température, entraîne des fluctuations de la tension, qui sont amplifiées par les étages successifs. L'agitation thermique est particulièrement gênante dans la résistance de grille du premier tube, car les fluctuations (souffle) qu'elle provoque sont amplifiées par tous les étages qui suivent; on peut réduire la valeur de cette résistance, mais en même temps que le bruit de fond cela réduit le signal. Le rapport « signal/bruit de fond » ne sera donc pas amélioré.

Gain global et courbe de réponse.

Le gain global d'un amplificateur composé de plusieurs étages est le produit des différents gains individuels, quand ces gains sont exprimés par le rapport des tensions d'entrée et de sortie.

Le gain global d'un amplificateur dont les deux premiers étages ont un rapport d'amplification de 100 et le dernier un rapport de 2 sera de $100 \times 100 \times 2 = 20\,000$. Quand le gain est exprimé en décibels, le gain total est la somme des gains des différents étages. En se reportant à la figure 1-12 du chapitre I on trouvera pour l'amplificateur ci-dessus : $40 + 40 + 6 = 86$ dB. Les mêmes règles s'appliquent au tracé des courbes de réponse des amplificateurs. Si le gain d'un étage amplificateur fonctionnant sur 10 000 p/s est la moitié de celui que l'on a sur une fréquence de référence, par exemple 1000 p/s, le gain de deux étages semblables sera de $1/2 \times 1/2 = 1/4$ de celui qui est obtenu sur la fréquence de référence. Cela s'exprime en décibels en disant que, pour un seul étage, le niveau est pour 10 000 p/s à 6 dB au-dessous de celui que l'étage fournit sur 1000 p/s. Deux étages en cascade donneront donc sur 10 000 p/s un gain de $6 + 6 = 12$ dB au-dessous du niveau sur 1000 c/s. Il est évident que la courbe de réponse de l'ensemble ne sera correcte que si celles des différents étages de l'amplificateur sont excellentes. Il est possible de corriger la courbe de réponse globale, et certaines méthodes de correction seront décrites dans le chapitre traitant les amplificateurs de télévision.

Distorsion non-linéaire dans les amplificateurs B. F.

On retrouve dans les amplificateurs B. F. les trois genres de distorsion discutés dans le chapitre VI. La première (la distorsion de fréquence) a déjà été examinée lors de l'étude des amplificateurs à résistances; la troisième (la distorsion de phase) n'est pas gênante dans les amplificateurs B. F.

La *distorsion non linéaire,* appelée aussi *distorsion d'amplitude,* apparaît le plus souvent dans les étages de puissance d'un amplificateur, car c'est

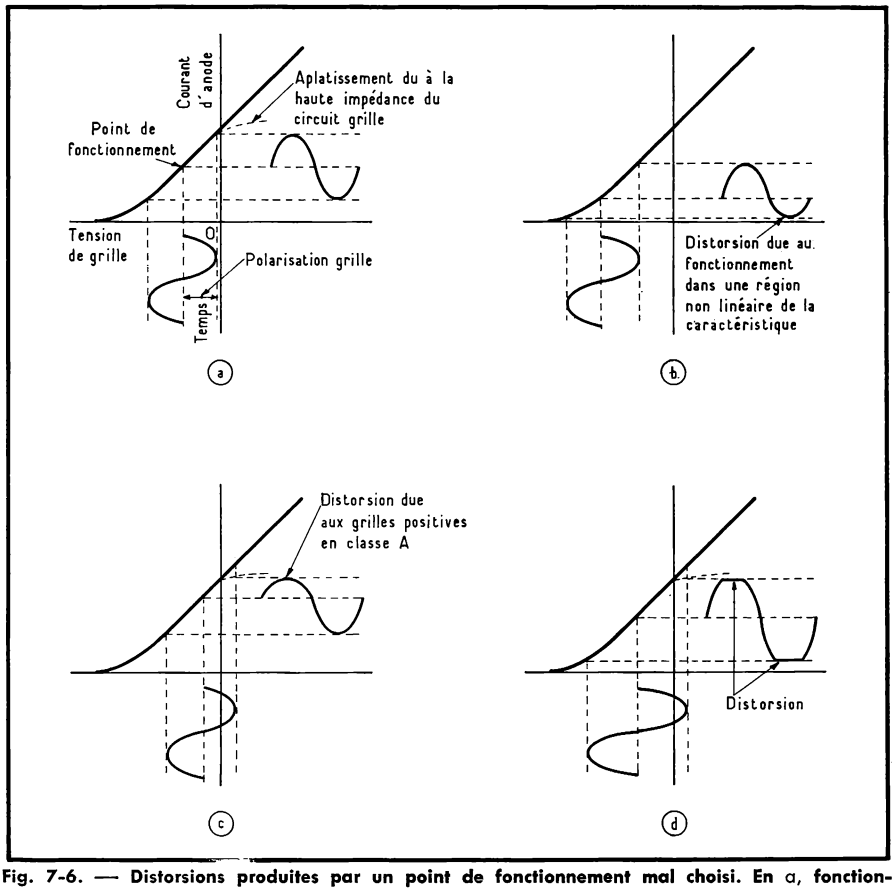


Fig. 7-6. — Distorsions produites par un point de fonctionnement mal choisi. En a, fonctionnement correct ; en b, polarisation trop forte ; en c, polarisation trop faible ; en d, polarisation correcte, mais tension d'attaque excessive.

là que l'amplitude du signal est la plus grande; toutefois, lorsque les conditions de fonctionnement ne sont pas correctes, la distorsion d'amplitude peut être observée dans tout autre étage. La figure 7-6 indique les différentes causes de distorsion non linéaire dans un amplificateur.

La figure 7-6 *a* représente les conditions normales de fonctionnement; la tension alternative de grille place la caractéristique dynamique dans la région linéaire des caractéristiques du tube. Il en résulte que le courant plaque reproduit fidèlement la tension d'entrée.

Quand la polarisation est trop forte, on a l'effet représenté sur la figure 7-6 *b*. Ici le point de fonctionnement empiète sur la courbure inférieure de la caractéristique, et les alternances inférieures du courant anodique sont aplaties. L'effet de cette déformation est d'introduire un certain nombre de nouvelles fréquences (en particulier la deuxième harmonique) dans le signal de sortie.

La courbe 7-6 *c* illustre l'effet d'une polarisation trop faible. Pendant une fraction de la période, le potentiel de la grille devient positif, et, comme dans cette région les caractéristiques statiques atteignent assez brusquement un palier presque horizontal, les sommets supérieurs de la sinusoïde du courant

anodique sont tronqués; il en résulte une distorsion considérable. La caractéristique en pointillé de la figure 7-6 *c* s'applique le plus souvent. On l'obtient quand la résistance du circuit de grille est élevée (c'est le cas de l'amplificateur à résistances). Aussi longtemps que la grille est négative, elle n'attire pas les électrons, et il n'y a pas de courant de grille. Mais quand elle devient positive, un courant de grille prend naissance. Ce courant n'a pas beaucoup d'effet sur la tension de grille lorsque la résistance du circuit de grille est faible. Or, en général, cette résistance est élevée et la chute de tension dans le circuit diminue fortement le potentiel appliqué à la grille. Il en résulte une réduction du courant de plaque dans la région où la grille est positive, d'où une modification de la caractéristique dynamique, indiquée par le pointillé. Dans certains cas il est intéressant de rendre le circuit de grille relativement peu résistant, car le fonctionnement avec grille positive permet d'obtenir une puissance utile plus élevée sans distorsion sérieuse. Rappelons que l'on désigne quelquefois un tel régime de fonctionnement par l'adjonction de l'indice 2 après la lettre indiquant la classe.

La figure 7-6 *d* montre le fonctionnement dans le cas où la polarisation est correcte, mais où la tension de signal est trop forte. Les crêtes positives et négatives sont fortement aplaties, et la distorsion peut atteindre un taux considérable.

Caractéristique dynamique du circuit d'un tube.

Il résulte de ce qui précède que le choix des tensions de fonctionnement d'un tube est important si l'on veut éviter la distorsion. La figure 7-7 (courbe A) représente des caractéristiques statiques « courant plaque-tension grille » similaires à celles de la figure 4-8 (chap. IV). Ces caractéristiques ne donnent pas une image complète du comportement du tube dans le circuit, puisque, pour une tension plaque donnée, elles ne tiennent pas compte de la chute de tension dans la résistance de plaque ni de l'augmentation de l'intensité anodique qui en résulte.

La courbe B de la figure 7-7 indique le courant anodique réel, compte tenu de la chute de tension dans la résistance R_p. C'est la caractéristique dynamique déjà mentionnée dans le chapitre IV, et qui dépend autant des caractéristiques du tube que de la résistance de charge. On peut la tracer facilement à partir des caractéristiques plaque du tube. Chaque intersection de la caractéristique plaque avec la ligne de charge indique le courant anodique correspondant à une valeur donnée de la tension de grille E_c et à la valeur réelle du potentiel plaque. Ces valeurs du courant anodique et de la tension grille fournissent la courbe B du diagramme de la figure 7-7. Pour une valeur supérieure de la résistance de charge la caractéristique dynamique de la figure 7-7 serait évidemment moins inclinée (voir la courbe B en pointillé).

La caractéristique dynamique peut servir à évaluer les variations du courant plaque quand la tension de grille varie, ainsi que le montre la figure 7-8. Lorsque la caractéristique dynamique est incurvée, il y a distorsion non linéaire, avec apparition de nouvelles fréquences dans le signal de sortie (principalement la deuxième harmonique), ainsi que nous l'avons expliqué dans le chapitre VI. Toutefois, la caractéristique dynamique sera moins courbe que la caractéristique statique et elle sera d'autant plus proche de la ligne droite que la résistance de charge sera élevée. Le taux de distorsion, déterminé par le pourcentage de deuxième harmonique présent dans l'onde de sortie, peut être déduit approximativement de la forme du courant plaque sur la figure 7-8. La ligne en trait plein représente le courant anodique réel dont l'amplitude est plus élevée pour l'alternance supérieure que pour l'alter-

nance inférieure de l'onde. La courbe en pointillé est une véritable sinusoïde pour laquelle les deux alternances sont symétriques. La deuxième harmonique (tracée en trait plein), ajoutée au terme fondamental, fournit l'onde réellement existante. Le taux de la deuxième harmonique est donné par (a/b), approximativement.

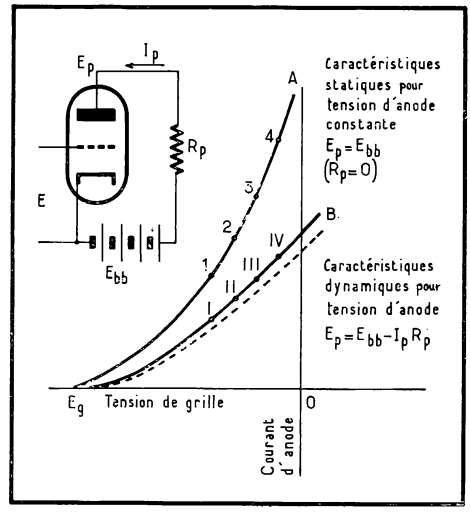


Fig. 7-7. — Caractéristiques statiques et caractéristiques dynamiques d'un tube à vide.

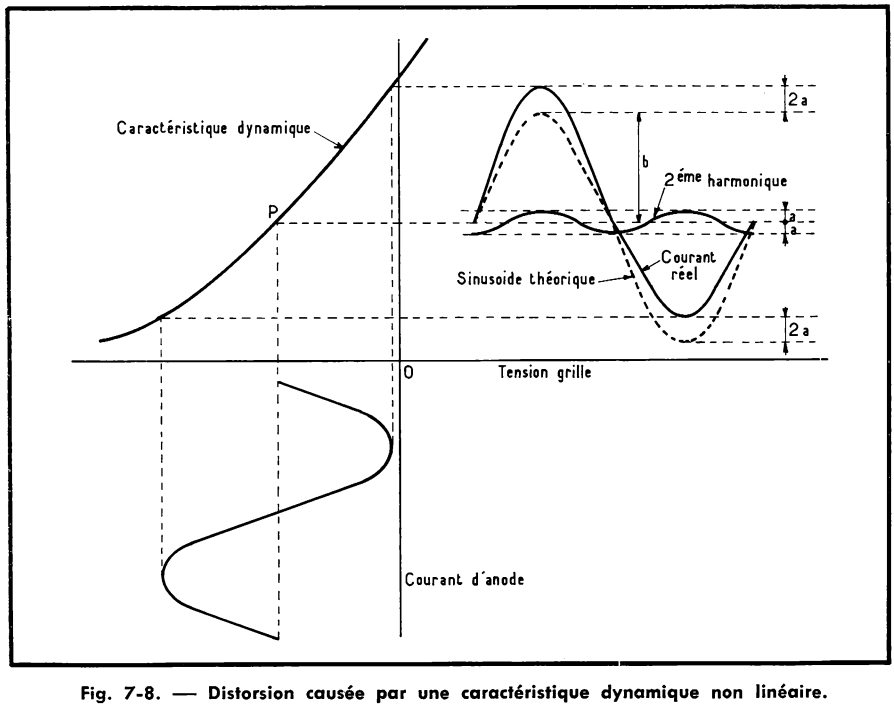


Fig. 7-8. — Distorsion causée par une caractéristique dynamique non linéaire.

Il est possible de déterminer le pourcentage de la deuxième harmonique à partir des caractéristiques plaque telles que celles de la figure 4-12; cette méthode est expliquée dans la plupart des manuels.

Choix du point de fonctionnement.

La figure 7-8 montre que l'on évite la distorsion en faisant travailler le tube dans la région linéaire de ses caractéristiques, et que l'on ne doit pas empiéter sur la partie courbe inférieure de la caractéristique dynamique. Si la grille ne doit pas devenir positive, la région de fonctionnement est ainsi limitée entre le début du coude inférieur et le point où l'on a $E_c = 0$. Le point de repos P doit donc être placé au milieu de cette région, qui peut être délimitée directement sur la droite de charge de la figure 4-12. Elle s'étend le long de cette droite depuis le point $E_c = 0$ jusqu'au coude inférieur.

Précautions pour éviter la distorsion non linéaire.

Un certain nombre de précautions doivent être observées si l'on désire éviter une distorsion excessive :

1. — Les tensions de grille et de plaque doivent être soigneusement ajustées pour que le tube travaille dans la région linéaire de ses caractéristiques. Le constructeur de lampes indique généralement deux ou trois ensembles de valeurs de fonctionnement, et on a intérêt à adopter l'un d'entre eux. Il faut se rappeler que la tension effectivement appliquée à la plaque est égale à celle de la source, moins la chute de tension dans la résistance de plaque ou dans le transformateur de couplage. Dans ce dernier cas, la chute de tension sera faible; mais quand il s'agit d'une résistance, elle peut atteindre une fraction importante de la tension d'alimentation.

2. — La résistance de charge doit être correctement adaptée. Dans le cas des triodes, sa valeur est de l'ordre de deux ou trois fois la résistance interne de la lampe, si l'on désire tirer du tube la puissance maximum qu'il peut donner avec une distorsion faible. Dans le cas des pentodes, la distorsion croît rapidement quand la valeur de la résistance de charge n'est pas convenable. La valeur correcte est généralement spécifiée par le constructeur, et on a intérêt à se conformer à cette indication. Il ne faut pas oublier, d'autre part, dans le cas des pentodes, qu'en augmentant la résistance de plaque il faut réduire le courant anodique en agissant sur la tension d'écran, afin que la chute de tension à travers la résistance de plaque ne soit pas trop importante.

3. — Les tensions de fonctionnement et la résistance de charge étant convenablement choisies, il faut veiller à la valeur du signal appliqué à la grille. Si cette valeur est trop forte, les crêtes du signal de sortie subissent un aplatissement; on a intérêt à la régler au moyen d'un potentiomètre placé dans le circuit de grille.

Amplificateur à liaison par transformateur.

Ce mode de liaison est très fréquemment utilisé dans les amplificateurs B. F., en particulier dans les étages de sortie, entre le circuit de plaque du tube et celui du haut-parleur ou de la charge. Quoique moins souvent, il est éga-

lement employé comme liaison entre étages, où il présente l'avantage d'un gain légèrement supérieur et celui de l'absence de chute de tension (si on le compare à la liaison par R-C). Ses inconvénients sont un coût et un encombrement plus élevés ainsi qu'une courbe de réponse généralement moins bonne. Dans un amplificateur à résistances le gain en tension est entièrement donné par le tube lui-même, et le gain maximum dépend du coeffi-

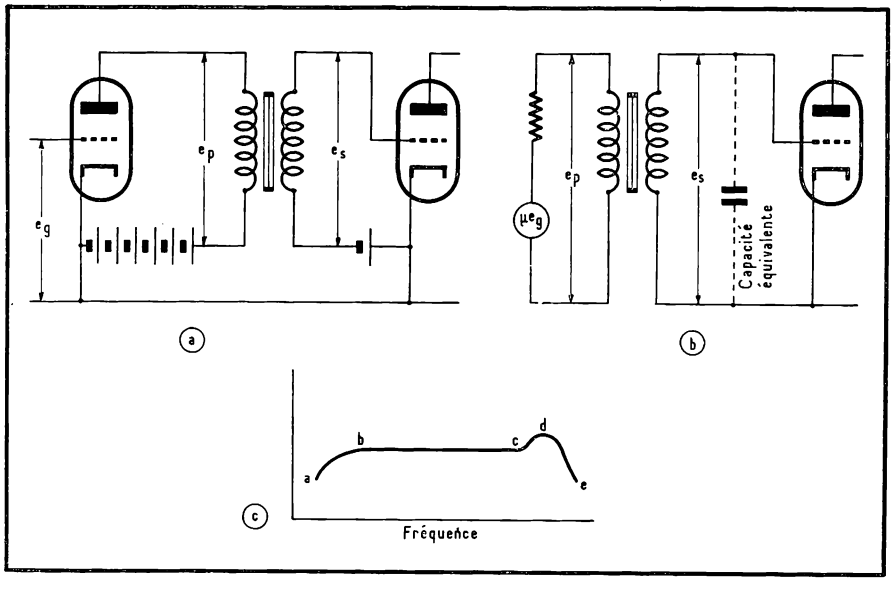


Fig. 7-9. — En a, amplificateur à couplage par transformateur. En b, circuit équivalent approximatif, indiquant les effets des capacités. En c, courbe de réponse d'un tel amplificateur.

cient d'amplification μ du tube employé. Comme nous l'avons montré précédemment, l'amplification effective est toujours plus faible que μ, le rapport de réduction étant :

$$\frac{R}{R_p + R}.$$

Avec une liaison par transformateur, le gain maximum possible est donné par $\mu \times n$, n étant le rapport du transformateur. Pour des raisons qui seront indiquées plus loin, le rapport de transformation n ne doit pas dépasser 3 environ; toutefois, avec les tubes à coefficient d'amplification faible, ce chiffre constitue déjà un gain important et les amplificateurs B. F. employaient autrefois presque exclusivement la liaison par transformateur. C'est le développement des pentodes et des triodes à μ élevé qui a supprimé l'avantage de la liaison par transformateur, car l'on peut obtenir maintenant, sans difficulté, un rapport d'amplification de l'ordre de 100 avec un seul étage à liaison par R-C. Il s'ensuit que la liaison par transformateur n'est plus employée actuellement que dans les étages de puissance, ainsi que dans certains cas particuliers.

La figure 7-9 montre un amplificateur à liaison par transformateur, son circuit équivalent approximatif, ainsi qu'une courbe de réponse typique d'un tel circuit. L'amplification est très uniforme dans toute la partie médiane des fréquences, allant de *b* à *c*, mais tombe en dehors de l'intervalle déterminé

par ces points. Sa valeur entre *b* et *c* est égale à $\mu \times n$ environ. Pour toutes les fréquences inférieures à *c* la tension e_s aux bornes du secondaire est égale à *n* fois la tension primaire e_p. Pour le signal e_g appliqué à la grille du tube, la tension e_p dépend du rapport de la réactance du primaire du transformateur à la résistance interne R_i du tube. La tension e_p est très faible quand la réactance est très inférieure à R_i, et elle augmente lorsque la réactance augmente; elle se rapproche d'une valeur constante μe_g quand la réactance du primaire devient très grande par rapport à R_i. L'allure de cette variation ressemble donc à celle que nous avons constatée en étudiant l'amplificateur à résistances; la courbe de e_p en fonction de X_p/R_i, portée sur la figure 7-10, ressemble à celle de la figure 7-2 *c*. La réactance de l'enroulement primaire dépend de la fréquence et est donnée par l'expression $2 \pi f L$. La courbe de la figure 7-10 donne donc, en même temps, la variation de e_p avec la fréquence. A la fréquence pour laquelle on a $2 \pi f L = R_i$, e_p sera égale à 0,707 fois sa valeur maximum μe_g.

Il reste à expliquer le maximum que l'on observe en *d* et la chute brusque de l'amplification au-delà de ce point. On sait que les enroulements primaire et secondaire du transformateur comportent un très grand nombre de spires; or, il existe entre ces enroulements et entre les différentes spires, des capacités importantes représentées sur la figure 7-9 *b* par une capacité équivalente, shuntant le secondaire. Aux fréquences peu élevées, l'effet de cette capacité est pratiquement négligeable, mais quand la fréquence croît, la réactance qu'elle représente devient de plus en plus faible et, finalement, elle court-circuite complètement le signal (voir la courbe entre *d* et *e*). Il existe une fréquence intermédiaire (représentée par le point *d*) pour laquelle une résonance se produit entre la capacité équivalente et l'inductance du transfor-

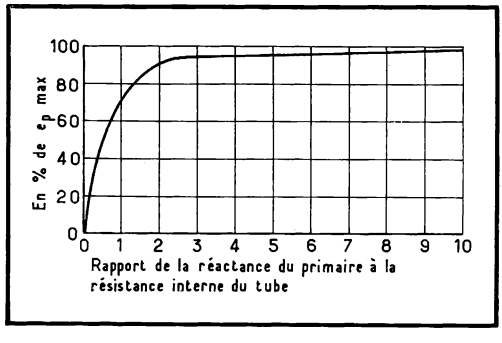


Fig. 7-10. — Tension e_p aux bornes du primaire d'un transformateur en fonction du rapport entre la réactance du bobinage et la résistance de la source.

mateur. Cette résonance peut donner lieu à une distorsion de fréquence considérable, surtout si la résistance interne R_i du tube est faible.

L'amplification d'un étage à liaison par transformateur étant donnée approximativement par μn, on pourrait penser qu'il suffit de rendre le rapport *n* très grand pour obtenir des amplifications considérables. Il n'en est rien, car la capacité équivalente croît avec le nombre des spires au secondaire et atteint rapidement des valeurs telles que la courbe de réponse du transformateur tombe d'une façon excessive aux fréquences élevées.

D'autre part, si on augmente le rapport de transformation en diminuant le nombre des spires primaires, la réactance du primaire diminuera et la partie inférieure du spectre des fréquences transmises en sera affectée. Dans la pratique, le rapport 1/3 ne peut généralement pas être dépassé.

En général, on prévoit l'emploi d'un transformateur donné conjointement à une certaine résistance interne. La figure 7-11 indique l'effet sur la courbe

de réponse des résistances internes plus faibles et plus fortes que la résistance appropriée.

Pour un tube dont la résistance interne offre la valeur la plus favorable, on a la courbe (*a*). Quand elle est beaucoup plus faible (*b*) il est à craindre que la « bosse » de résonance ne devienne trop pointue. Si la résistance R_i est très supérieure à la valeur souhaitable, la réactance primaire ne sera pas grande par rapport à R_i et l'amplification sera affaiblie aux fréquences basses. Aux fréquences élevées, l'effet de la capacité parasite de l'enroulement secon-

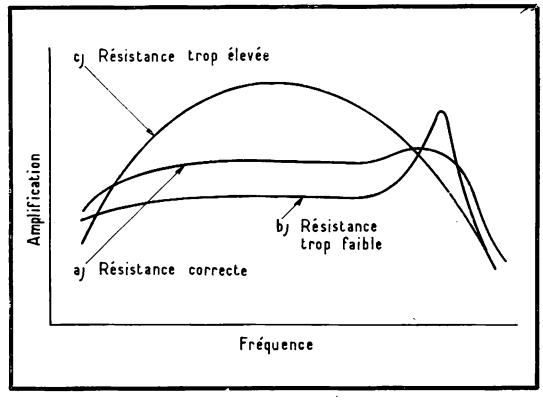


Fig. 7-11. — Effet de diverses valeurs de charge de plaque sur la réponse en fréquence d'un amplificateur à couplage par transformateur.

daire sera plus prononcé, et l'amplification de ces fréquences sera également affectée. D'autre part, les tubes à forte résistance interne ont un coefficient d'amplification élevé, de sorte que l'amplification, donnée par l'expression μn, peut atteindre des valeurs excessives dans la partie médiane de la gamme transmise; on aura donc finalement la courbe *c*. On voit ainsi pourquoi il n'est pas possible d'obtenir des amplifications importantes en employant la liaison par transformateur dans le cas des pentodes ou dans celui des triodes à fort coefficient d'amplification. Si, pour une raison quelconque, on est amené à employer la liaison par transformateur avec un tube à résistance interne élevée, il faut shunter le primaire du transformateur avec une résistance égale à la résistance interne du tube qui doit normalement être employée avec le transformateur considéré. L'effet de ce shunt est de réduire l'amplification dans l'intervalle médian des fréquences, de sorte que la courbe de réponse obtenue est à peu près la même que si le tube employé avait une résistance interne convenable. L'amplification résultante est alors proportionnelle à la pente du tube et ne dépend pas de son coefficient d'amplification.

Montage en push-pull.

La figure 7-12 montre un montage combinant deux tubes et permettant d'obtenir une puissance utile plus élevée que celle fournie par un amplificateur équipé d'un tube unique. Au moment où le signal appliqué à la grille du tube 1 atteint sa valeur maximum, celui appliqué à la grille du tube 2 atteint sa valeur minimum. A ce moment le courant plaque du tube 1 augmente et celui du tube 2 diminue; ces courants produisent dans le secondaire du transformateur deux tensions qui sont de même sens, la puissance utile est donc doublée. L'avantage de ce montage est que la deuxième harmonique (et toutes les autres harmoniques paires) est presque complètement supprimée, car les courants qui lui correspondent traversent le transformateur en sens opposé et se détruisent. Les harmoniques paires donnent à la partie

inférieure de la courbe représentative de l'onde une forme différente de celle de la partie supérieure; ainsi par exemple, quand la polarisation est trop grande, on observe l'aplatissement de la partie inférieure, indiqué sur la figure 7-6. Dans un montage en push-pull, les sommets de l'onde amplifiée par l'un des tubes s'ajoutent aux parties inférieures de celle amplifiée par l'autre tube, et l'onde résultante est symétrique (voir fig. 7-12 *b*). On voit donc qu'avec une distorsion plus faible que dans le cas d'un seul tube, une puissance utile double peut être tirée de deux tubes travaillant en push-pull. Il en résulte qu'à distorsion égale cette puissance peut être plus élevée encore. Par ailleurs, les composantes alternatives de la tension d'alimentation s'opposent

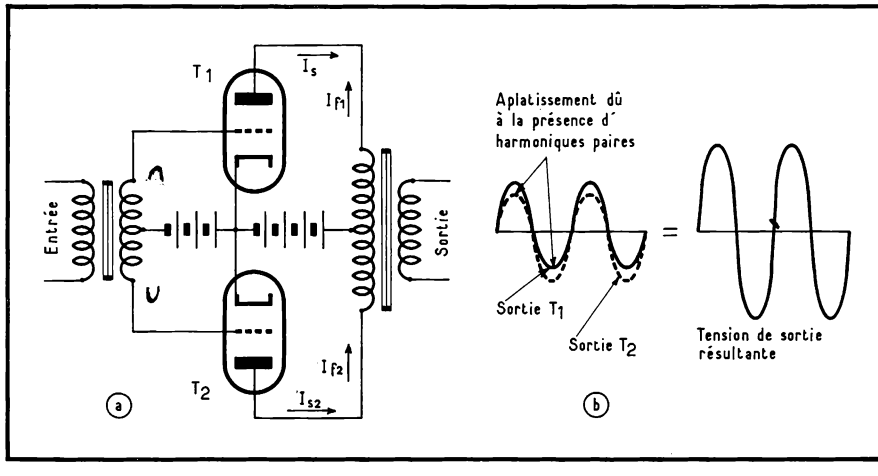


Fig. 7-12. — Montage push-pull et son effet de réduction de la distorsion d'harmoniques paires.

dans le primaire du transformateur et n'apparaissent pas aux bornes du secondaire. Bien entendu, les tensions de ronflement provenant des étages précédents sont amplifiées exactement de la même façon que le signal lui-même. Les courants continus de plaque traversent l'enroulement primaire du transformateur en sens opposés; ils peuvent donc être considérables sans que le circuit magnétique risque d'être saturé.

Amplificateurs de puissance.

L'étage final d'un amplificateur B. F. est généralement un étage d'amplification de puissance; en effet, les haut-parleurs ou les transformateurs de modulation sur lesquels il débite ne peuvent fonctionner que lorsqu'on leur fournit de la puissance, c'est-à-dire qu'ils absorbent un courant quand une tension est appliquée à leurs bornes. Les amplificateurs de puissance travaillent très souvent en classe A et la différence essentielle entre leur fonctionnement et celui des amplificateurs de tension réside dans la valeur de la résistance de charge et dans celle de la tension anodique. Nous savons que, dans le cas de l'amplification de tension, la résistance de charge est la plus forte possible; dans le cas de l'amplification de puissance, la résistance de charge est réduite à une valeur telle que la puissance utile fournie par le tube soit la plus grande possible (pour une certaine valeur de distorsion). La

tension continue anodique est par contre la plus forte possible dans le cas de l'amplification de puissance, car la puissance de sortie est d'autant plus élevée que cette tension est grande.

Pour obtenir les puissances de sortie maxima avec un tube et une tension anodique donnés, on utilise le fonctionnement classe A B ou classe B. La figure 7-13 montre les différents modes de fonctionnement et leurs désignations. En classe A les tensions de grille ne dépassent pas la région linéaire des caractéristiques, et le courant plaque ne s'annule jamais. La grille ne

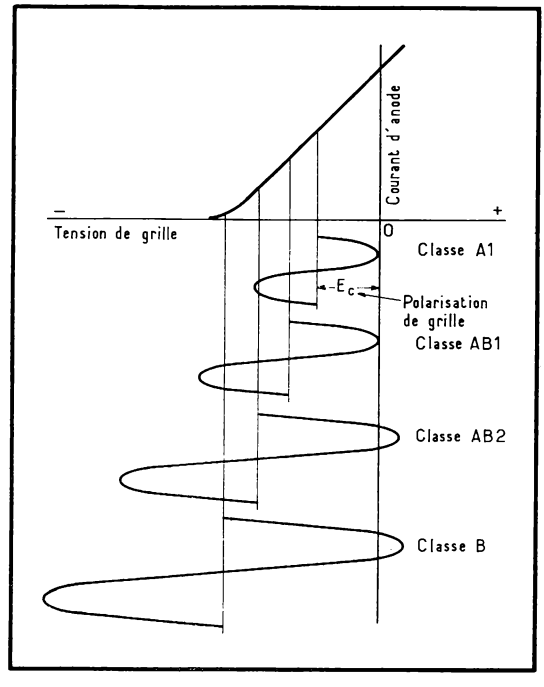


Fig. 7-13. — Les différentes classes d'amplification.

devient jamais positive, de sorte que l'excursion maximum de la tension de grille est limitée à la région indiquée sur la figure 7-13.

En augmentant la polarisation E_c, on peut augmenter la tension alternative de grille, toujours sans que celle-ci devienne positive; le tube fonctionne alors en classe A B_1. Dans ce cas, pendant l'alternance négative de la tension de grille, le point de fonctionnement quitte la caractéristique et le courant anodique s'annule pendant une partie de la période. Cela produirait une distorsion inadmissible dans un montage ne comportant qu'un seul tube; avec deux tubes en push-pull, les deux tubes donnent deux ondes qui se complètent (voir fig. 7-12 *b*); la distorsion est ainsi maintenue à une valeur raisonnable.

Si on augmente davantage la tension d'attaque en maintenant la polarisation à la même valeur, la puissance utile sera plus forte, mais la grille sera positive pendant une fraction de la période. Le tube travaille alors en classe A B_2 et exige que la tension d'entrée soit délivrée par une source à basse impédance, faute de quoi une distorsion non linéaire, du genre de celle indiquée sur la figure 7-6, se manifestera. Autrement dit, du moment que le circuit est traversé par un courant, il exige que l'étage d'attaque lui fournisse de la *puissance*. C'est pour cette raison que l'étage précédent doit travailler

en classe A_1 et attaquer la grille de l'étage A B_2, qui le suit, par l'intermédiaire d'un transformateur de rapport 1 ou d'un transformateur abaisseur.

Une puissance de sortie plus élevée encore peut être obtenue en classe B où la polarisation atteint presque la tension de coupure (1), c'est-à-dire celle pour laquelle le courant plaque s'annule. Le courant plaque s'annule donc pendant toute l'alternance négative de la tension d'attaque. Ce mode de fonctionnement étant surtout employé pour la modulation de la porteuse H. F. d'un émetteur, nous allons l'étudier d'une façon détaillée au chapitre XI.

Contre-réaction.

La contre-réaction (ou réaction négative) permet de réduire considérablement la distorsion apparaissant dans un amplificateur B. F. Cette amélioration de la qualité s'obtient au détriment du gain, mais cela a peu d'importance étant donné qu'avec les tubes modernes à grand coefficient d'amplification il n'est pas difficile d'obtenir des gains extrêmement élevés. Dans un circuit à contre-réaction, une partie de la tension de sortie est réinjectée dans l'un des étages précédents, en phase opposée à la tension qui existe en ce point. La tension de sortie contient des harmoniques qui, reportées à l'entrée en opposition de phase, tendent à neutraliser celles qui prennent naissance dans l'amplificateur. D'autre part, si certaines fréquences sont plus amplifiées que d'autres (distorsion de fréquence) la tension correspondante reportée à l'entrée est plus élevée, et par suite affaiblit davantage le signal d'entrée de même fréquence; la courbe de réponse est donc améliorée. Un exemple numérique va nous permettre de fixer les idées.

Considérons la figure 7-14 et supposons que, sans contre-réaction, une tension d'attaque de 1 V est nécessaire en *c d* pour produire une tension de sortie de 100 V. On ajoute ensuite un circuit de contre-réaction qui réinjecte à l'entrée une tension de 9 V. Si cette tension de 9 V est dirigée négativement, la tension nécessaire à l'entrée pour maintenir l'attaque à 1 V sera maintenant de 10 V (1 + 9 = 10).

Le gain de l'étage était, sans contre-réaction :

$$\frac{\text{Tension de sortie}}{\text{Tension d'entrée}} = \frac{100}{1} = 100.$$

Le nouveau gain, avec contre-réaction, est :

$$\frac{\text{Tension de sortie}}{\text{Tension d'entrée}} = \frac{100}{10} = 10.$$

Donc, l'un des effets de la contre-réaction est de réduire le gain de l'étage. Cela peut s'exprimer mathématiquement par la formule du gain d'un étage avec contre-réaction :

$$\text{Gain} = \frac{A}{1 - \beta A},$$

A étant le gain de l'étage en l'absence de contre-réaction, et β la fraction de la tension de sortie réintroduite à l'entrée. Dans l'exemple ci-dessus, on a $A = 100$ et $\beta = -0{,}09$, d'où :

$$\text{Gain} = \frac{100}{1 - [100 \times (-0{,}09)]} = \frac{100}{1 + 9} = 10.$$

(1) *Cut-off point*, terme anglo-saxon équivalent, désigne le *point de coupure* (du courant anodique) sur la caractéristique de grille. *Recul de grille* désigne la tension maximum mesurée entre zéro et ce point.

Examinons maintenant comment est modifiée la courbe de réponse. Supposons que l'étage présente une distorsion de fréquence considérable et amplifie un signal 100 fois sur 1000 p/s et 200 fois sur 3000 p/s. Pour les mêmes signaux d'entrée, le rapport des signaux de sortie sur 3000 et 1000 p/s

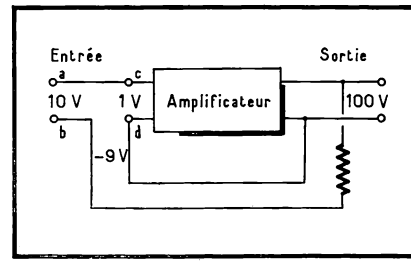


Fig. 7-14. — Principe de la contre-réaction.

sera de 200/100 = 2, en l'absence de contre-réaction. Quand la contre-réaction est appliquée, un signal de 10 V est nécessaire en *a b*, sur 1000 p/s, pour produire une tension de sortie de 100 V. Toutefois, sur 3000 p/s la tension nécessaire en *a b* est de 9,5 V seulement, étant donné que 9 V sont nécessaires pour compenser la tension de contre-réaction et qu'une tension de 0,5 V appliquée aux bornes de *c d* permet d'obtenir la tension de 100 V à la sortie. On voit donc qu'avec la contre-réaction le gain est de 100/10 = 10 sur 1000 p/s, et de 100/9,5 = 10,5 approximativement sur 3000 p/s. Si un signal de 10 V sur 1000 p/s est appliqué en *a b*, la tension de sortie sera de 10 × 10 = 100 V, mais si un signal de 10 V sur 3000 p/s y est appliqué, la tension de sortie sera de 10 × 10,5 = 105 V. Avec la contre-réaction, pour le même signal d'entrée, le rapport des signaux de sortie sur 3000 et 1000 p/s sera donc de 105/100 = 1,05. Au lieu d'avoir une tension de sortie deux fois plus forte sur 3000 que sur 1000 p/s (c'est-à-dire 100 % plus élevée) en absence de contre-réaction, on aura, avec contre-réaction, une différence de 5 % seulement.

Certes, le gain global a été considérablement réduit, mais il est facile de remédier à cet inconvénient en employant un amplificateur à gain très élevé.

Montages pratiques de contre-réaction.

La contre-réaction peut être appliquée à un, deux ou trois étages. Cela veut dire que la tension de contre-réaction peut être réinjectée dans le même étage, dans l'étage précédent ou dans l'étage qui précède ce dernier. Une contre-réaction qui s'applique à l'étage lui-même, ou à celui qui le précède, est facile à réaliser; par contre, celle qui agit sur trois étages exige certaines précautions du fait de la rotation de phase toujours possible dans un amplificateur. Si celle-ci atteignait ou dépassait la demi-période, la tension réinjectée s'ajouterait au signal bien plus qu'elle ne s'opposerait à lui et il en résulterait une oscillation de réaction. La figure 7-15 donne l'exemple-type d'une contre-réaction s'appliquant à l'étage précédent. La tension est prélevée aux points *d* ou *b* de l'étage de sortie et amenée, à travers le condensateur C et la résistance R_1, à la cathode du premier tube. Le taux de la contre-réaction est déterminé par le rapport des résistances R_1 et R_2. Si la tension de contre-réaction est prise en *a*, la distorsion introduite par le transformateur n'est pas corrigée. Il vaut mieux évidemment qu'elle soit prise au point *d;* toutefois, le secondaire du transformateur présentant une impédance généralement très basse, la tension développée à ses bornes peut être insuffisante.

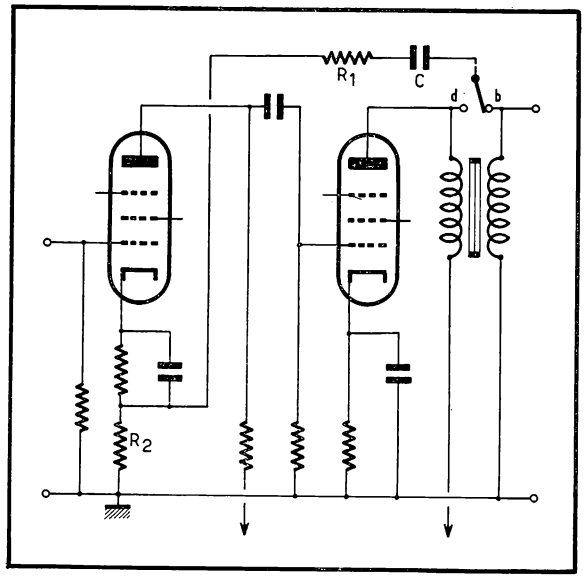


Fig. 7-15. — Amplificateur à deux étages avec contre-réaction.

Le grand avantage de la contre-réaction est de rendre le gain et la courbe de réponse d'un amplificateur pour ainsi dire indépendants des changements survenus aux caractéristiques des tubes et dus à leur vieillissement, aux variations des tensions d'alimentation, etc. Le gain et la courbe de réponse dépendront surtout du circuit de contre-réaction, mais comme celui-ci n'est composé que d'un condensateur et de résistances, ces caractéristiques resteront constantes pendant très longtemps. C'est pourquoi la contre-réaction est utilisée dans les voltmètres à lampe, dans les amplificateurs à courant continu et, d'une manière générale, dans tous les appareils exigeant une amplification constante dans le temps.

Montage cathodyne (cathode follower).

Il est souvent nécessaire de relier la sortie d'un amplificateur à une charge à basse impédance, telle qu'un câble coaxial. Comme il a été expliqué lorsque nous avons parlé d'adaptation des impédances, il faut que l'amplificateur « voie » sa charge comme une résistance de valeur correcte. Cette adaptation peut être dans certains cas réalisée au moyen d'un transformateur. Mais le transformateur est un élément coûteux et qui n'offre pas toujours les caractéristiques souhaitables. Or il existe un montage simple permettant par exemple d'adapter l'impédance de sortie élevée d'un amplificateur à résistances-capacités à celle d'une ligne. Ce montage fait usage du couplage cathodique.

Ce montage est une minime modification du schéma classique, tel que le montre la figure 7-16 *a*. Au lieu de se trouver dans le circuit de plaque, la charge se trouve dans celui de la cathode. L'effet de cette disposition est de donner à l'étage un gain de tension toujours inférieur à l'unité; mais en revanche il n'est pas rare que le gain de puissance soit, lui, supérieur à l'unité. En plus de l'adaptation d'impédance, il faut mentionner le fait que l'emploi de ce montage permet, par exemple dans le cas d'amplification ?

très large bande comme celle des signaux vidéo, d'alimenter des câbles ayant une forte capacité shunt, ce qui constitue un avantage énorme.

En examinant le schéma 7-16 *a*, nous trouvons la disposition classique où la tension de sortie E_2 par rapport à la tension d'entrée E_1 est donnée par la formule :

$$E_2 = E_1 \frac{\mu R}{r_p + R}.$$

Le schéma 7-16 *b* est le montage modifié, où les positions relatives de la charge et de la batterie de plaque sont interverties. Le signal d'entrée et la batterie de polarisation sont toujours insérés entre cathode et grille. Cette disposition ne modifie pas le rapport entre tension d'entrée E_1 et tension de sortie E_2.

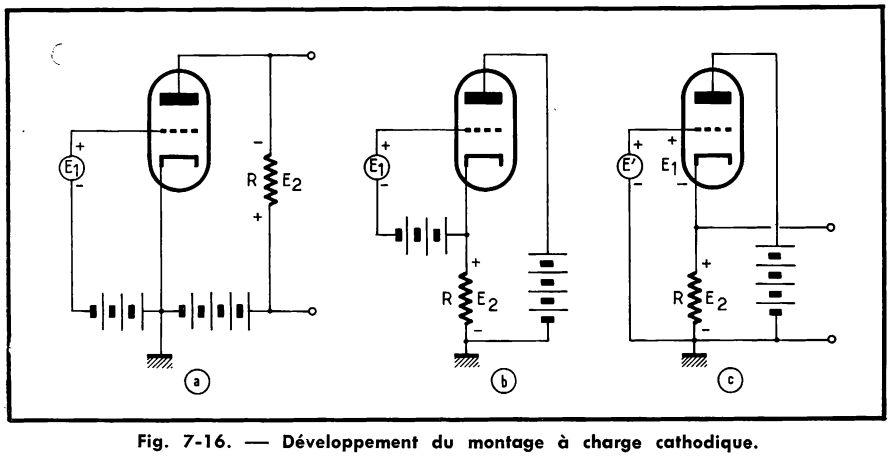


Fig. 7-16. — Développement du montage à charge cathodique.

Mais examinons à présent la troisième figure, où une tension E′ remplace la tension d'entrée E_1. Cette nouvelle tension doit être égale à la somme de E_1 et E_2. Quand le gain de tension du montage est exprimé par le rapport entre E′ et E_2, on voit que ce gain doit être inférieur à l'unité :

$$\frac{E_2}{E'} = \frac{E_2}{E_1 + E_2} = \frac{\mu R}{r_p + R + \mu R} < 1.$$

Il faut réduire la polarisation afin de tenir compte de la chute de tension moyenne dans la résistance de charge R. Dans la plupart des cas, on s'arrange pour que cette chute soit précisément égale à la polarisation requise. Autrement dit, on ne fait usage que de la polarisation automatique.

L'impédance de sortie obtenue au moyen de ce montage peut être déterminée en considérant le fait que la tension aux bornes de tout générateur simple est réduite de moitié quand la charge appliquée est égale à la résistance interne. Si la charge cathodique est très grande, la tension de sortie aura une valeur très proche de celle de la tension d'entrée E′. Si cette tension est maintenue constante et qu'on réduise progressivement la valeur de la charge R, nous arriverons à trouver quelle valeur donne une tension de sortie égale exactement à la moitié de la tension d'entrée :

$$\frac{E_2}{E'} = \frac{\mu R}{r_p + (\mu + 1) R} = \frac{1}{r_p/\mu R + (\mu + 1)/\mu}$$

$$\frac{E_2}{E'} \simeq \frac{1}{2} \quad \text{quand } (\mu + 1)\ R = r_p,$$

c'est-à-dire quand $R = r_p/(\mu + 1)$.

On trouve que l'impédance de sortie est donnée par la formule :

$$Z_{out} = r_p/(\mu + 1) \simeq 1/S$$

où le signe $\simeq$ signifie approximativement égal.

C'est le montage figure 7-16 *c* qu'on rencontre dans la pratique. La charge est alors branchée aux bornes de la résistance R, de sorte que R se trouve effectivement en parallèle avec l'impédance de sortie telle qu'on la calcule selon la formule ci-dessus. Il en résulte que l'impédance de sortie effective est alors donnée par la combinaison de $r_p/\mu + 1$ et de R en parallèle, soit :

$$Z_{out\ (effective)} = \frac{R\, r_p/(\mu + 1)}{R + r_p/(\mu + 1)} = \frac{r_p R}{r_p + (\mu + 1)\ R}.$$

Pour des calculs simplifiés, on peut remplacer cette formule précise par :

$$Z_{out} \simeq \frac{1}{S}.$$

L'impédance de sortie d'un montage à charge cathodique est généralement située entre 50 et 500 Ω. Cette valeur basse provient de ce que la valeur de la tension de sortie varie très peu quand varie celle de l'impédance de charge. Quelques exemples illustreront mieux les propriétés de ce montage :

Exemple 1.

Etant donné un tube ayant une pente S de 4000 μmhos (4 mA/V) et un coefficient d'amplification (μ ou k) de 80, pour une résistance r_p de 20 000 Ω, supposons ce tube monté avec une charge cathodique de 1000 Ω.

Le gain de tension est :

$$\frac{E_2}{E'} = \frac{80 \times 1000}{20\,000 + 81 \times 1000} = 0{,}792.$$

$$Z_{out} = \frac{20\,000 \times 1000}{20\,000 + 81 \times 1000} = 198\ \Omega$$

$$\text{ou } Z_{out} \simeq \frac{1\,000\,000}{4000} = 250\ \Omega \text{ (approximativement)}.$$

Exemple 2.

Pour un tube ayant les mêmes caractéristiques, quelle doit être la valeur de la charge R pour que l'impédance de sortie soit de 70 Ω; trouver quel est dans ce cas le gain de tension.

$$Z_{out} = 70 = \frac{20\,000\ R}{20\,000 + 81\ R} \quad \text{d'où } R = 98\ \Omega.$$

$$\text{Gain de tension} = \frac{80 \times 98}{20\,000 + 81 \times 98} = 0{,}28.$$

Exemple 3.

Soit un tube ayant un μ de 20 et $r_p = 10\,000$ Ω. Quel sera le gain de tension si on le monte avec une charge cathodique de 2000 Ω?

Si la résistance de grille est de 100 000 Ω, comparer la puissance dissipée dans le circuit d'entrée du fait de cette résistance, pour une tension d'entrée de 10 V, à la puissance développée dans la résistance de charge.

$$\text{Gain de tension} = \frac{20 \times 2000}{10\,000 + 21 \times 2000} = 0{,}77.$$

$$\text{Puissance d'entrée} = \frac{E^2}{R} = \frac{10^2}{10^5} = 1 \text{ mW}.$$

$$\text{Puissance de sortie} = \frac{7{,}7^2}{2000} = 29{,}6 \text{ mW}.$$

Le gain de puissance est donc dans ce cas de 29,6.

Montage grille à la masse.

La figure 7-17 reproduit, en *a* et *b*, le montage classique de la figure 7-16 *a* et le montage à charge cathodique de la figure 7-16 *c*, en omettant les sources

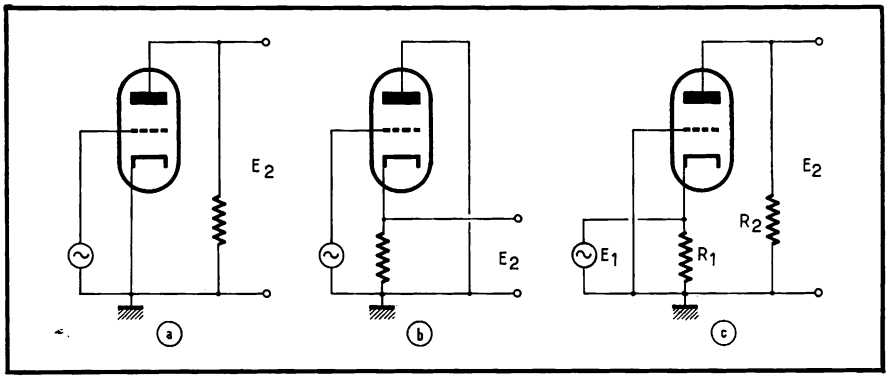


Fig. 7-17. — Les trois montages possibles d'une triode. En a, cathode à la masse (cathode commune) ; en b, plaque à la masse (plaque commune) ; en c, grille à la masse (grille commune).

d'alimentation continue pour plus de clarté dans l'étude du comportement des montages par rapport aux tensions de signal et aux courants. Nous voyons que dans le montage le plus courant, c'est-à-dire le montage *a*, la cathode est au potentiel de masse par rapport au signal d'entrée, et commune aux circuits d'entrée et de sortie. Ce montage, pour cette raison, est souvent nommé *cathode à la masse* (ou encore à *cathode commune*). Dans le cas du montage à charge cathodique (*b*), c'est la plaque qui est au potentiel de masse par rapport aux signaux d'entrée et de sortie, et commune aux circuits d'entrée et de sortie. On pourrait donc nommer ce montage : *plaque à la masse* ou *plaque commune*.

Mais il existe une troisième possibilité, que montre la figure 7-17 *c*. Dans ce cas, c'est la grille qui est au potentiel de masse par rapport aux signaux, et commune aux circuits d'entrée et de sortie, d'où le nom de montage *grille à la masse* (ou *grille commune*).

Pour l'étude du fonctionnement de ce montage, nous pouvons procéder comme dans le cas du classique cathode à la masse. La tension d'entrée agit

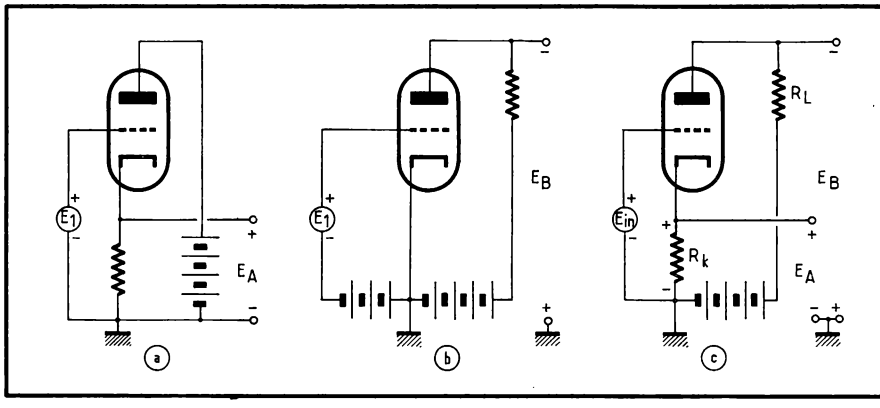


Fig. 7-18. — Développement du montage inverseur de phase. En a, charge cathodique ; en b, charge anodique ; en c, charges cathodique et anodique, donnant des tensions de sortie de phases opposées.

de deux manières sur le courant plaque. D'abord, la tension E_1, effectivement appliquée entre grille et cathode, est amplifiée comme d'habitude par le coefficient d'amplification μ, et apparaît dans le circuit de plaque comme une tension μE_1. Mais dans le cas de ce montage, E_1 est aussi introduite directement en série dans le circuit de plaque, et avec une polarité de nature à augmenter le courant de plaque. Il en résulte que la tension effective dans le circuit de plaque est $\mu E_1 + E_1 = (\mu + 1) E_1$ au lieu d'être juste μE_1 comme dans le cas du montage à cathode à la masse. Le courant de plaque qui en résulte doit traverser r_p (la résistance interne du tube), R_2 et R_1 en série, d'où sa valeur :

$$I_p = \frac{(\mu + 1) E_1}{r_p + R_1 + R_2}$$

La tension de sortie E_2 sera :

$$E_2 = I_p R_2 = \frac{(\mu + 1) E_1 R_2}{r_p + R_1 + R_2}$$

Si nous comparons cette expression à celle qu'on emploie d'ordinaire pour la tension de sortie du montage cathode à la masse, c'est-à-dire :

$$E_2 = \frac{\mu E_1 R_2}{r_p + R_2}$$

nous remarquons qu'en ce qui concerne la sortie, avec un tube ayant un coefficient d'amplification μ et une résistance interne r_p, le montage grille à la masse se comporte comme un montage cathode à la masse où le coefficient d'amplification serait légèrement plus élevé $(\mu + 1)$ et la résistance interne un peu plus grande $(R_1 + r_p)$. Cependant, la tension d'entrée E_1 est appliquée aux bornes de la résistance R_1, de sorte qu'une certaine puissance est demandée au générateur, ce qui cause une réduction du gain. Pour cette raison, ce montage est rarement employé en basse fréquence.

Mais en haute fréquence, le montage grille à la masse offre quelques avantages. Précisément parce que la grille est à la masse, les courants dus à l'application de la tension de sortie à la capacité grille-plaque ne peuvent repasser dans le circuit d'entrée à travers cette capacité. Du fait qu'il n'y a plus de perturbations dues à l'interaction des signaux d'entrée et de sortie,

l'étage ne doit plus être neutralisé (ou *neutrodyné*) comme nous le verrons dans le chapitre XI. C'est en particulier aux très hautes fréquences et avec des tubes spécialement appropriés que le montage en question est appliqué.

Montages inverseurs de phase.

L'emploi fréquent d'étages symétriques (push-pull) dans les amplificateurs nécessite des signaux déphasés de 180°, ce qui peut être obtenu au moyen de transformateurs ayant un secondaire à prise médiane. Mais la réponse en fréquence d'un transformateur est toujours limitée, et c'est une pièce coûteuse, ce qui fait qu'on a le plus souvent recours à d'autres montages. La question est toujours d'obtenir des tensions égales et de phases opposées.

Le montage à charge cathodique, nous l'avons vu, procure un gain inférieur à l'unité, mais son signal de sortie est en phase avec le signal d'entrée, tandis que le montage cathode à la masse cause un déphasage

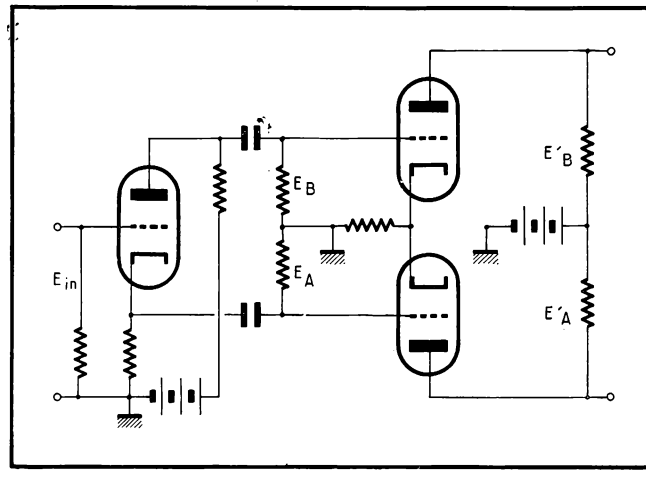


Fig. 7-19. — Montage push-pull attaqué par un étage déphaseur cathodyne.

de 180°. Or, on peut combiner ces deux montages, comme le montre la figure 7-18.

Si nous examinons la figure 7-18 *c*, nous voyons que le même courant traverse les deux résistances de charge placées dans les circuits de cathode et de plaque. Par conséquent, les signaux de sortie seront égaux quand R_K et R_L seront égales. Nous remarquons aussi que, par rapport à la masse, le courant y circule dans des sens opposés, ce qui montre bien que les deux signaux de sortie seront inversés l'un par rapport à l'autre. Il ne nous reste qu'à faire une liaison par condensateurs et résistances aux grilles des lampes de l'étage push-pull, comme le montre la figure 7-19.

Ce montage a l'avantage de n'exiger qu'un seul tube pour réaliser le déphasage nécessaire à l'attaque d'un push-pull. Son principal inconvénient est de ne procurer aucun gain de tension. Il reste équilibré sur une gamme de fréquences assez étendue, à condition que les capacités shunt existant sur chaque sortie soient convenablement proportionnées (et non pas égales, car les impédances de sortie ne le sont pas).

Un autre schéma fait usage de deux tubes, et procure un gain de tension. C'est le montage que représente la figure 7-20. On voit qu'il consiste à prélever sur la plaque de la première triode une fraction de la tension amplifiée qui

attaque l'une des lampes du push-pull. Les deux triodes doivent être semblables, et les tensions appliquées à leurs grilles doivent être égales. C'est-à-dire que le potentiomètre doit être ajusté de manière à compenser l'amplification de la triode d'en haut. Ainsi, les deux ayant la même amplification, on trouve à la sortie deux tensions égales, déphasées de 180°. Ce montage a le défaut de nécessiter deux lampes (ou une double) et de ne pas donner des tensions ayant exactement la même relation de phases sur toutes les fréquences. Il existe d'ailleurs beaucoup d'autres montages.

Amplificateurs vidéo.

Pour certaines applications, et notamment en télévision, il est nécessaire qu'un amplificateur transmette une très large bande de fréquences, pouvant s'étendre de 20 Hz à 10 MHz (cette dernière valeur dans le cas du standard français à 819 lignes). On appelle un tel amplificateur *amplificateur vidéo,*

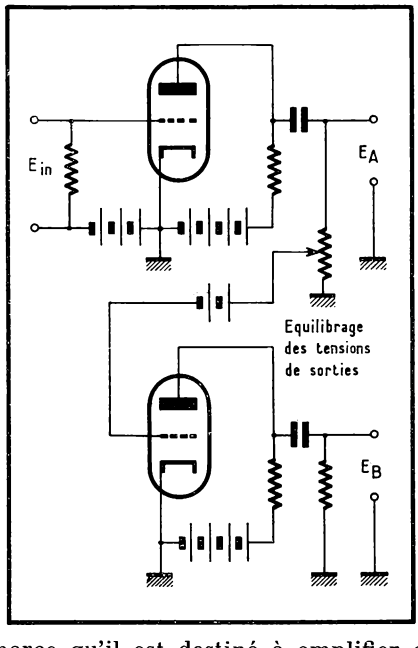


Fig. 7-20. — Montage inverseur de phase à deux tubes. L'équilibrage des tensions de sortie est obtenu par l'ajustage de la résistance.

parce qu'il est destiné à amplifier ce qui se voit, savoir la modulation du signal d'image. La différence principale entre un amplificateur vidéo et un amplificateur B. F. réside dans le fait qu'il doit être conçu de manière à amplifier aussi bien de hautes fréquences que les fréquences moyennes et basses. Pour cette fonction, il n'est pas possible de réaliser des transformateurs de couplage, de sorte qu'on se sert du montage à résistances-capacités.

Or l'amplification que donne ce montage tombe rapidement aux fréquences élevées par suite des capacités parasites des lampes et du câblage, qui viennent en shunt sur les résistances de charge. Ces capacités sont représentées sur la figure 7-21. La capacité parasite est composée, comme on le voit, de la capacité de sortie C_{pk} du premier tube, plus la capacité d'entrée du second, laquelle se compose elle-même de $C_{gk} + (1+ \mu) C_{gp}$, à quoi il faut, on l'a dit, ajouter la capacité du câblage, difficile à évaluer mais géné-

ralement du même ordre que C_{pk}. La fréquence de coupure du système (c'est-à-dire la fréquence pour laquelle la tension de sortie, aux fréquences élevées s'entend, tombe de moitié) est celle pour laquelle la réactance de la capacité parasite totale est égale à la valeur des résistances qui se trouvent en parallèle avec elle (soit la résistance de charge et la résistance d'entrée de l'étage suivant). La figure 7-22 est le circuit équivalent de ce montage.

La limite aux fréquences élevées peut être reculée en diminuant la valeur de la résistance de charge R_L, mais on ne peut aller trop loin dans ce sens, parce que cela réduit le gain de l'amplificateur. On peut gagner éga-

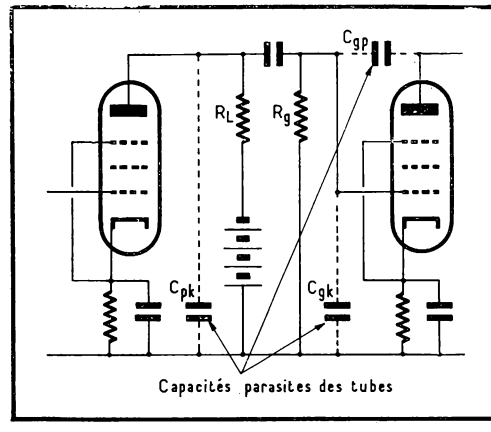


Fig. 7-21. — Capacités dans un amplificateur à résistances.

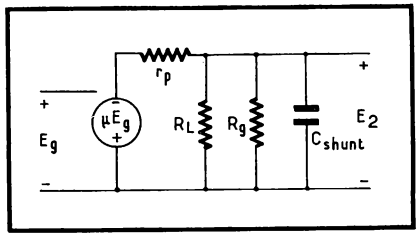


Fig. 7-22. — Circuit équivalent d'un amplificateur à liaison R C.

lement en améliorant le rapport entre pente (g_m ou S) et capacité d'entrée des lampes. Supposons qu'on demande d'un étage un gain de 10 au centre de la bande. Le gain est donné approximativement par $g_m R_L$, quand r_p (la résistance interne) et la résistance R_g sont toutes deux très grandes par rapport à R_L. Une plus grande pente permet donc, pour un même gain, une valeur de résistance de charge plus réduite, à condition que la capacité d'entree n'augmente pas. Cette réduction de résistance de charge améliore la transmission des fréquences élevées. Ou encore, si on réduit la capacité d'entrée d'un tube en maintenant la même valeur de pente, on aura pour le même gain de 10 au milieu de la bande une meilleure réponse aux fréquences élevées.

Depuis une quinzaine d'années, les lampes ont été considérablement améliorées sous le rapport de la pente à la capacité d'entrée $g_m/(C_{pk} + C_{kg} + C_{gp})$. L'emploi des nouveaux modèles a permis à la fois des gains plus élevés et une meilleure réponse aux fréquences élevées. Cela provient d'une très grande précision de fabrication. Un modèle récent possède une grille portant par centimètre de longueur 400 fils de 3/100 mm, la distance grille-cathode n'étant que de 6/100 mm.

Correction des amplificateurs vidéo.

Si on ne procédait que par la réduction de la résistance de charge, on en arriverait, pour les amplificateurs à très large bande, à des valeurs de quelques centaines d'ohms, donnant un gain dérisoire à l'étage. Mais si on remarque que la chute du gain aux fréquences élevées est due à une capacité, laquelle réduit l'impédance de charge effective, on peut envisager un autre moyen d'améliorer la courbe de réponse. Ce moyen, représenté par la figure 7-23, consiste à brancher une inductance de faible valeur en série avec la résistance de charge. Par ce procédé, on s'arrange pour que l'impédance de charge augmente précisément dans la partie où la capacité la réduit. Il en résulte, si la valeur de l'inductance est convenablement choisie, une impédance égale sur toute la largeur de la bande à amplifier.

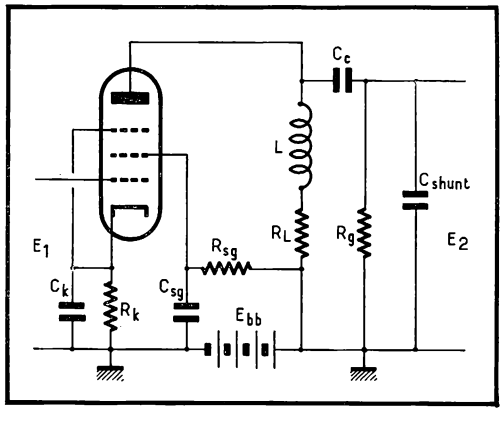


Fig. 7-23. — Etage vidéo à correction shunt.

Les courbes de réponse d'un étage d'amplification sont données en figure 7-24 pour différentes valeurs de bobinage de correction. La courbe I est celle qu'on a en l'absence de tout bobinage, et la courbe IV celle que procure une correction excessive, c'est-à-dire un bobinage d'inductance trop grande. La courbe III montre que, pour un choix convenable, on peut effectivement obtenir sur une gamme très étendue un gain sensiblement constant.

On peut obtenir la valeur de l'inductance nécessaire en faisant usage de la formule :

$$L = \frac{R_L Q}{\omega_2} \text{ où } \omega_2 = 2\pi f_2 = \frac{1}{R_L C_{shunt}},$$

f_2 étant la fréquence pour laquelle le gain de l'amplificateur non corrigé est tombé de 3 dB (= 0,707).

Q est un coefficient à déterminer afin d'obtenir la courbe de réponse désirée. Dans le montage dont la figure 7-24 donne les caractéristiques de fonctionnement, R_L a une valeur de 5000 Ω, et la capacité parasite C_{shunt} est de 15,9 $\mu\mu$F, d'où il résulte que f_2 se situe à 2 MHz. La courbe I est établie sans correction, cas où Q (et par suite L) sont égaux à zéro. Dans le cas de la courbe II, Q = 0,25, ce qui correspond à L = 99 μH. Dans celui de la courbe III, Q = 0,5 et L = 198 μH. Enfin, pour la courbe IV, Q = 1, ce qui correspond à L = 396 μH. Les valeurs usuelles de Q se situent entre 0,34 et 0,5. Le cas de Q = 0,414 est intéressant, parce qu'il représente la correction maximum que l'on peut réaliser sans dépassement (la courbe III en montre un léger, et la courbe IV un excès considérable).

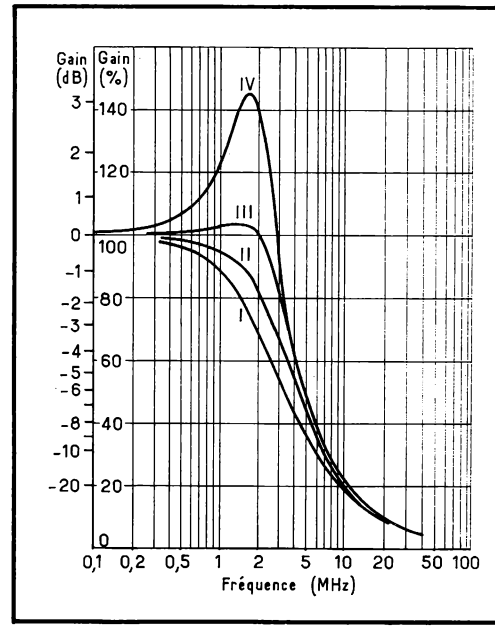


Fig. 7-24. — Courbes de réponse pour divers degrés de correction shunt. Le gain de niveau 0 dB (100 %) a été fixé arbitrairement pour pouvoir tracer les courbes.

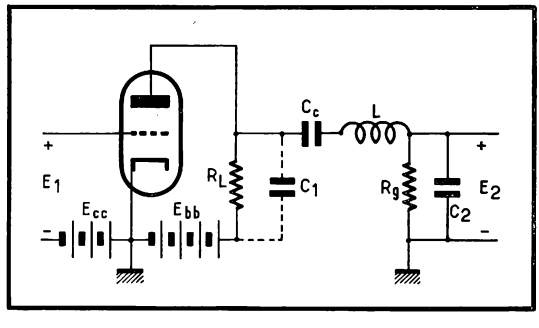


Fig. 7-25. — Correction vidéo par bobinage série.

Une deuxième méthode de correction aux fréquences élevées est représentée sur le schéma 7-25 : c'est la correction série. La capacité parasite shunt est divisée en deux parties, situées de chaque côté de l'inductance. On sait qu'un circuit résonnant peut avoir aux bornes de chacun de ses éléments une tension plus élevée que la tension totale qu'on lui applique (c'est la surtension, voir chapitre III). L et C_2 forment un tel circuit, et par conséquent, à leur point commun, on peut trouver une tension notablement supérieure à celle qu'on trouve sur C_1, cause de la déperdition. La correction réalisée dépend évidemment non seulement de la valeur de l'inductance, mais aussi de celle de C_1 et C_2. Généralement, C_2 est la plus forte des deux capacités, alors qu'il serait préférable que ce soit C_1, ce qui fait qu'on ajoute parfois un petit condensateur en parallèle sur C_1, pour obtenir une meilleure correction en dépit de la capacité totale plus forte.

Il arrive qu'on fasse également une correction aux basses fréquences. Cela peut être avantageux parce que cela permet de réduire la capacité des condensateurs de liaison et de découplage de cathodes, ce qui fait qu'un bon résultat est obtenu d'une manière plus économique en dépit de l'addition

d'un élément. Le montage employé à cette fin est représenté par la figure 7-26. La perte aux fréquences basses est causée par l'effet de diviseur de tension produit par la réactance de la capacité de liaison (X_c) en série avec R_g. Si on peut augmenter le gain, sur ces fréquences, de l'étage précédant le condensateur de liaison, d'une valeur égale à la perte causée par la présence de celui-ci, la correction désirée sera réalisée. C'est ce qu'on obtient en augmentant la valeur de la résistance de charge, et en plaçant un condensateur en shunt sur la fraction additionnelle. Ce sont les éléments marqués C_x et R_x. Sur les fréquences moyennes et élevées, la réactance de C_x est très basse, ce qui fait que R_x est pratiquement court-circuitée. Mais aux fréquences basses, cette réactance devient importante, ce qui équivaut à augmenter la résistance de charge sur ces fréquences seulement. En choisissant convenablement les valeurs de C_x et R_x, il est possible d'égaliser le gain du côté des fréquences les plus basses de la bande.

Si la réponse en fréquence d'un amplificateur vidéo est chose importante, la distorsion de phase est également à considérer. Un signal de télévision est une onde très complexe, renfermant des composantes qui représentent des fréquences très diverses. Si le temps de réponse n'est pas le même pour toutes ces composantes, il en résultera une distorsion de la forme d'onde.

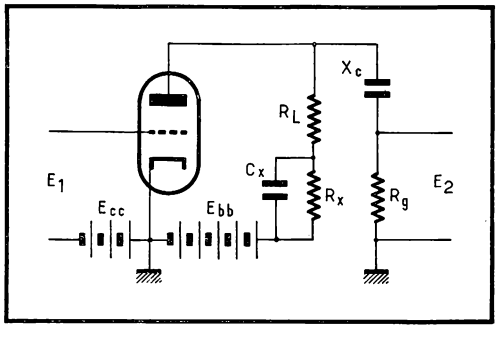


Fig. 7-26. — Correction d'un étage vidéo sur les fréquences basses.

Il faut donc que ce temps de réponse soit pratiquement indépendant de la fréquence. Or, si on sait que 0,1 μs correspond à un déphasage de 36° à 1 MHz et de 72° à 2 MHz, il est évident que la caractéristique souhaitable est un déphasage proportionnel à la fréquence. L'amplificateur à correction shunt de la figure 7-24 a sa meilleure réponse de phase pour une valeur d'inductance correspondant à $Q = 0{,}34$.

Amplificateurs à courant continu.

Les amplificateurs habituels amplifient mal les fréquences très basses et n'amplifient pas les courants continus. Dans certaines applications, il est nécessaire de transmettre des variations de courant très lentes, et on a imaginé et réalisé à cet effet des amplificateurs dits à courant continu. Ceux du type le plus courant sont à liaison directe; ils sont employés dans les oscillographes pour amplifier les tensions avant de les appliquer aux plaques déflectrices, et dans les voltmètres à lampe pour augmenter leur sensibilité. Ces amplificateurs ont été employés dans les postes de radio comme amplificateurs de basse fréquence (amplificateur *Loftin-White*), et dans les sources d'alimentation stabilisées (voir chapitre V).

Nous avons déjà vu que la baisse du gain dans la partie basse du spectre des fréquences était due surtout à la réactance du condensateur de liaison.

Celui-ci arrête complètement les tensions continues et les empêche d'atteindre la grille du tube suivant. En conséquence, si l'on désire que les tensions continues soient amplifiées, le condensateur doit être supprimé. Pour éviter que la tension anodique du tube précédent ne soit appliquée à la grille du tube qui le suit, la polarisation de ce tube doit être portée à une valeur très élevée (voir fig. 7-27). Le premier étage est le même que dans le cas de la liaison par résistances et capacité; toutefois il n'existe pas de condensateur dans la connexion de la grille. Dans l'étage suivant, la batterie E_{c2} doit donner la polarisation normale du tube en surmontant au préalable la tension anodique de l'étage précédent (diminuée de la chute de tension dans la résistance de plaque). On a ainsi un amplificateur pouvant transmettre aussi bien des tensions continues que des tensions alternatives. Son inconvénient réside dans l'emploi d'une batterie importante pour la polarisation.

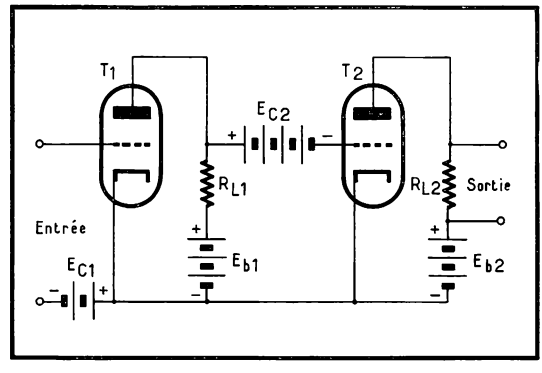


Fig. 7-27. — Amplificateur à courant continu.

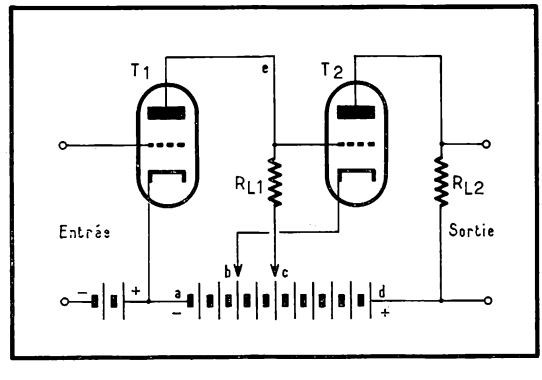


Fig. 7-28. — Amplificateur à liaison directe (ou à courant continu) alimenté par batterie.

Pour pallier cet inconvénient, on peut employer le montage de la figure 7-28. La résistance de plaque du premier tube, celle du deuxième et un côté du filament sont connectés aux bornes intermédiaires d'une batterie. La tension anodique du premier étage est celle développée entre les points *a* et *c*. Si le filament du deuxième tube était branché en *c*, au lieu de l'être en *b*, il y aurait une polarisation négative due au courant plaque du premier tube et traversant la résistance R_{p1}. Cette tension est généralement trop élevée, et on la réduit en plaçant la connexion du filament en *b*. La tension anodique du deuxième étage est celle développée entre les points *b* et *d*. Notons que dans ce montage les filaments des tubes ne sont pas au même potentiel. Ils doivent donc être alimentés par des sources indépendantes (on peut aussi employer des cathodes à chauffage indirect).

Une variante du schéma précédent est obtenue en employant un diviseur de tension représenté sur la figure 7-29. Ce montage porte le nom d'amplificateur à liaison directe de *Loftin-White*. Lorsque des tensions alternatives doivent être amplifiées, il est nécessaire de découpler les différents tronçons du diviseur de tension à l'aide de condensateurs de capacité suffisante pour

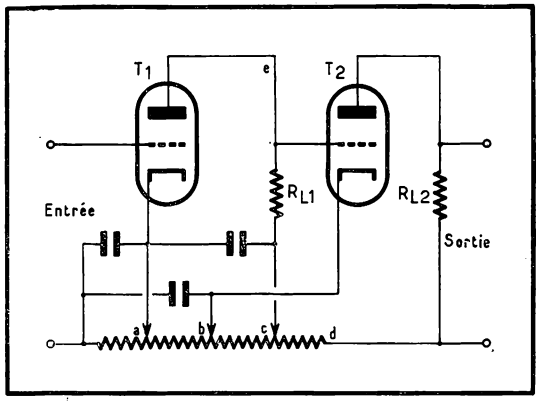


Fig. 7-29. — Montage à liaison directe « Loftin-White ».

qu'aux plus faibles fréquences à transmettre, leurs réactances soient petites par rapport aux résistances qu'elles découplent.

Dans les amplificateurs à courant continu composés de plus de deux étages, il devient très difficile d'obtenir une bonne stabilité. Toute variation, si faible soit-elle, des tensions du premier tube est amplifiée d'une façon si considérable qu'il devient presque impossible de maintenir la polarisation du dernier tube à une valeur correcte. C'est pourquoi ces amplificateurs comportent rarement plus de deux étages.

Amplificateurs de grande puissance pour sonorisation.

L'une des applications les plus importantes de l'amplificateur B. F. est l'amplification de la parole ou de la musique, soit dans les intérieurs, soit à l'extérieur, afin de faire entendre le son à un auditoire nombreux. Ces amplificateurs comportent tout l'appareillage nécessaire, c'est-à-dire les étages d'amplification, les microphones, les dispositifs de contrôle du gain, les systèmes de mélange, les haut-parleurs, les tourne-disques, et quelquefois aussi les systèmes de contrôle et les appareils de mesure. La figure 7-30 donne un schéma synoptique des principaux éléments d'un grand ensemble de ce genre. Certains ensembles moins importants ne comportent pas tous les éléments indiqués et peuvent posséder simplement une entrée de microphone, une entrée de phonographe et un dispositif de commande de volume très simple, suivi d'un amplificateur alimentant de un à trois haut-parleurs. Des appareils indicateurs et de contrôle ne sont employés que dans de très grandes installations, dans lesquelles chacune des parties indiquées sur le diagramme de la figure 7-30 occupe un châssis séparé. Dans les petits ensembles, tout le montage est réalisé sur un châssis unique.

Préamplificateurs.

La plupart des microphones donnent une très faible tension de sortie et nécessitent une amplification considérable pour fournir la puissance néces-

saire à l'attaque du haut-parleur. On emploie habituellement, avant l'amplificateur proprement dit, un étage dit *préamplificateur* dont le but, tout en donnant un gain modéré (environ 50 dB par exemple), est d'obtenir un niveau de bruit très faible à la sortie. Cette condition de bruit très réduit est essentielle, car tout souffle ou ronflement du premier étage serait amplifié par les étages suivants et pourrait gêner considérablement l'audition du signal proprement dit. Le niveau de bruit dans un préamplificateur peut être rendu faible en employant des éléments de montage de très bonne qualité, en soignant le câblage et en prévoyant des blindages convenables. Un préampli-

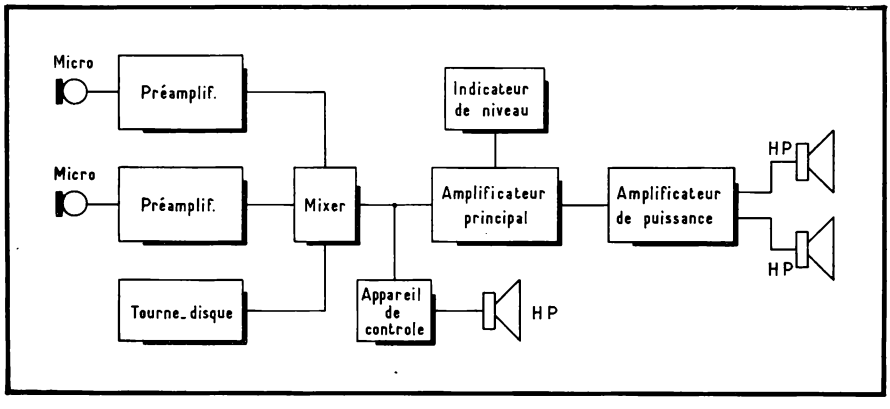


Fig. 7-30. — Schéma synoptique d'un amplificateur sonore de grande puissance.

ficateur est particulièrement sensible aux inductions qui provoquent des ronflements, de sorte que des précautions spéciales doivent être prises pour l'éloigner le plus possible des transformateurs d'alimentation, des bobines de filtrage et des connexions d'alimentation et de chauffage. Un moyen commode de réduire le ronflement consiste à construire le préamplificateur sur un châssis séparé, mais il est possible de l'éviter en prenant les précautions que l'on vient d'énumérer.

Les circuits de mélange, de commande de puissance et de commutation sont générateurs de bruit de fond, de sorte qu'on les place presque toujours après le préamplificateur. De cette façon, le signal microphonique est suffisamment amplifié pour que le niveau de bruit introduit par ces circuits soit négligeable par rapport à celui du signal obtenu à la sortie du préamplificateur. Le bruit de fond dans les dispositifs de mélange ou de commutation est dû le plus souvent aux contacts mal nettoyés; il est essentiel, si l'on veut que ce bruit de fond soit faible, de les entretenir soigneusement. Le nettoyage peut être effectué avec du tétrachlorure de carbone.

Dispositifs de mélange et de commande de puissance.

Lorsque plusieurs microphones et tourne-disques sont employés simultanément, il est nécessaire de pouvoir commander séparément le gain de chacun et de mélanger leurs sorties. Cela s'obtient à partir d'un circuit mélangeur. Habituellement, de tels circuits servent à assurer l'équilibre le plus naturel entre les différents sons; mais quelquefois on les emploie pour créer certains effets sonores par contraste entre les niveaux respectifs. Un circuit mélangeur est suivi, généralement, d'une commande de puissance faisant varier le niveau de l'ensemble des signaux après leur mélange.

L'un des montages les plus simples est indiqué sur la figure 7-31; il fait

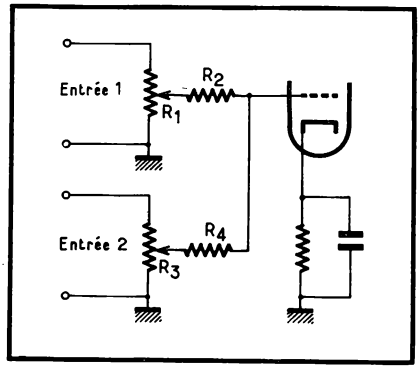


Fig. 7-31. — Circuit mélangeur à résistances.

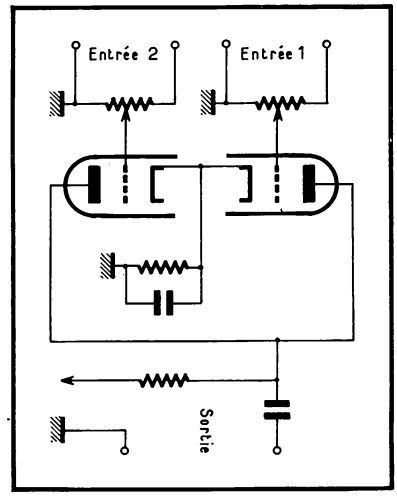


Fig. 7-32. — Circuit mélangeur électronique.

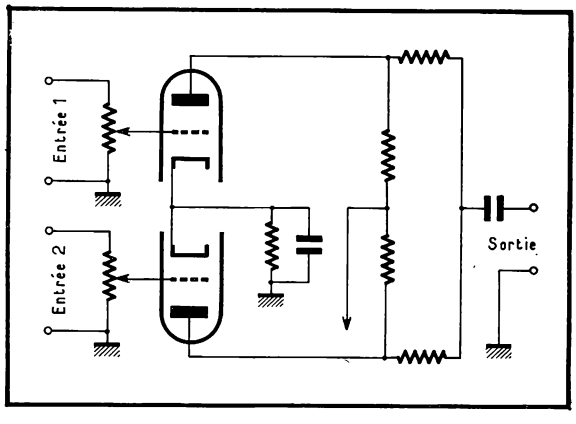


Fig. 7-33. — Montage mélangeur amélioré.

usage de résistances. Deux potentiomètres, dont les curseurs sont reliés l'un à l'autre à travers les résistances R_2 et R_4, constituent ici des commandes de puissances séparées. Les résistances sont nécessaires, car elles empêchent, lorsqu'on réduit le niveau de l'un des signaux, de court-circuiter l'autre. Leur valeur normale varie entre 0,25 et 0,5 MΩ. Les potentiomètres R_1 et R_3 sont de l'ordre de 0,5 à 1 MΩ. Les mélangeurs de ce type ne donnent pas un réglage entièrement indépendant, car le fait de modifier le niveau de l'une des voies affecte légèrement le niveau de l'autre. Dans la plupart des applications, cet effet est négligeable; il ne dépasse pas, en effet, la valeur de 6 dB.

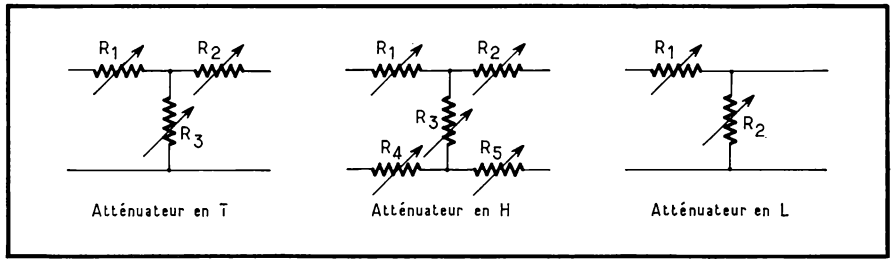


Fig. 7-34. — Atténuateurs en T, H et L.

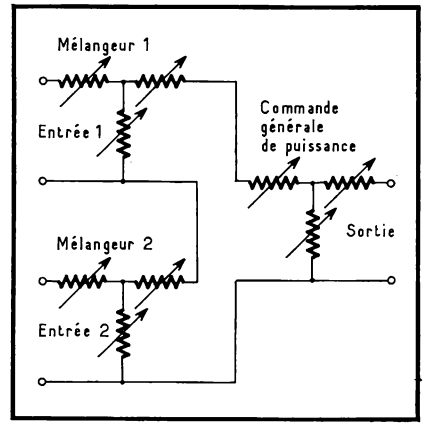


Fig. 7-35 (ci-contre). — **Mélangeur équipé d'atténuateurs en T.**

Un autre type de montage est représenté sur la figure 7-32; c'est le circuit de mélange électronique. Ici les deux voies attaquent les grilles d'une double triode, les plaques étant connectées en parallèle; le réglage des deux voies est cette fois entièrement indépendant. Le montage représenté sur la figure 7-33 est légèrement différent; on le préfère souvent à celui de la figure 7-32, car il donne un gain plus élevé.

Les théâtres et les studios de radiodiffusion emploient des mélangeurs composés d'atténuateurs à impédance constante. Ceux-ci sont de trois types principaux, dits en T, en H et en L (voir fig. 7-34). Examinons le fonctionnement de l'atténuateur en T, par exemple. Les trois résistances sont variables et commandées par le même bouton. R_1 et R_2 sont égales et varient dans le même sens; R_3 varie en sens inverse, de sorte que, lorsque le bouton tourne, l'impédance de l'ensemble reste constante. Mais quand les résistances R_1 et R_2 décroissent, la tension à leurs bornes décroît également, tandis que celle aux bornes de R_3 augmente, de sorte que la fraction de la tension d'entrée qui apparaît à la sortie va en croissant.

Ainsi donc un atténuateur en T fera varier la tension B. F. d'un circuit sans en modifier l'impédance. Il en est de même des cellules en L et en H; toutefois, l'atténuateur en L, n'étant pas symétrique, ne maintient l'impédance constante que du côté où se trouve l'élément série R_1.

La figure 7-35 montre la façon dont les atténuateurs doivent être branchés pour constituer un mélangeur. Deux T servent au mélange, et un troisième à la commande du volume de sortie. L'impédance de l'atténuateur 1 ne varie pas lorsqu'on fait varier la tension d'entrée à ses bornes; il s'ensuit que l'impédance aux bornes de l'atténuateur 2 reste constante et que la tension d'entrée 2 ne varie pas lorsqu'on modifie la tension d'entrée 1. Les commandes de volume 1 et 2 sont donc indépendantes l'une de l'autre. Dans

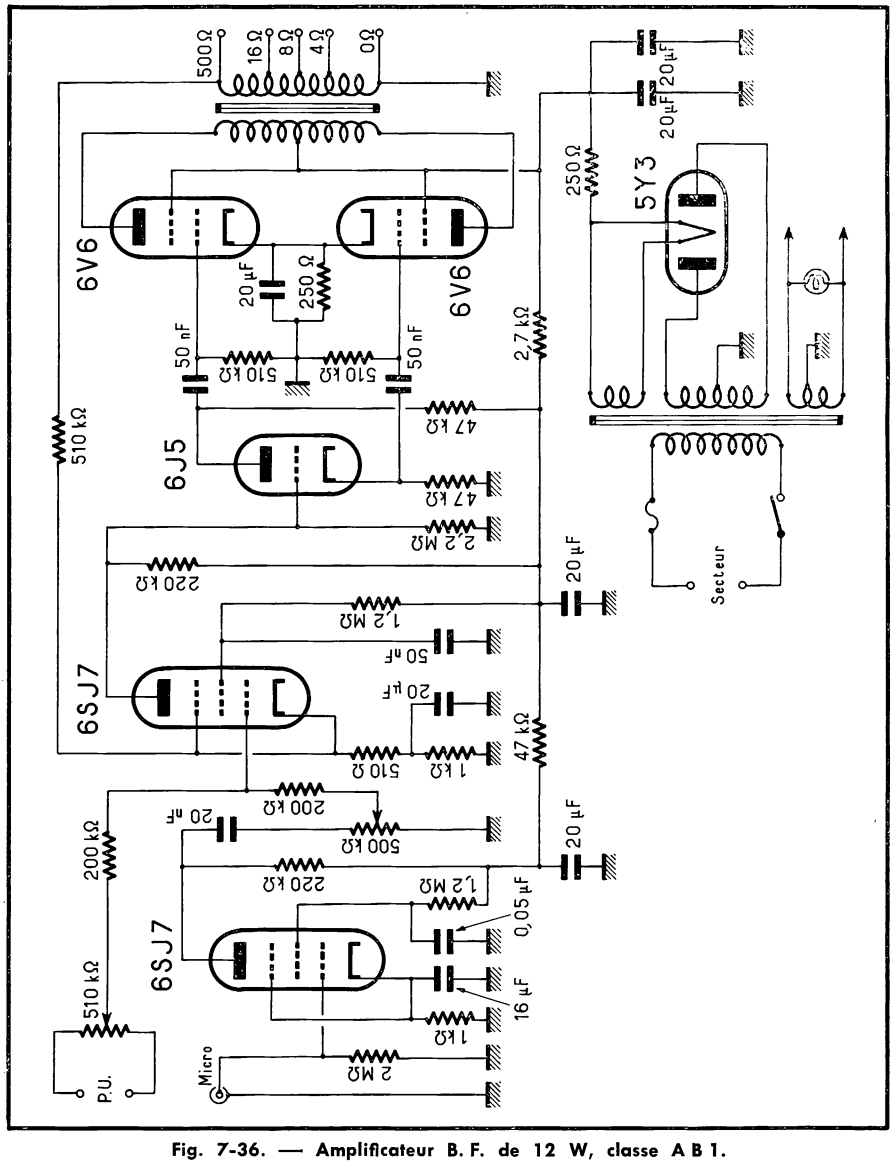


Fig. 7-36. — Amplificateur B. F. de 12 W, classe A B 1.

l'exemple de la figure 7-35 les deux dispositifs de commande de volume sont montés en série; des combinaisons en parallèle sont également possibles.

Circuits d'un amplificateur de puissance.

Le rôle de l'amplificateur principal consiste à élever le niveau de sortie des circuits mélangeurs à une valeur suffisante pour attaquer des haut-parleurs. Il existe une grande variété de montages et leur choix dépend d'un certain nombre de facteurs, tels que la puissance de sortie, le nombre et le genre des entrées, la qualité de la reproduction requise, l'encombrement

et le coût de l'installation. Les amplificateurs sont généralement définis par leur puissance de sortie maximum, et un taux de distorsion ne dépassant pas 5 à 10 %. L'étage de sortie travaille habituellement en classe A dans les amplificateurs de haute qualité et de faible puissance, en classe A B_1 ou A B_2 dans les amplificateurs de moyenne puissance, et en classe B lorsque la puissance de sortie est élevée. Les amplificateurs fonctionnant en classe A B sont très courants à cause de leur puissance relativement forte et de leur prix relativement modique.

La figure 7-36 représente le schéma d'un amplificateur de puissance. Cet amplificateur est muni de deux circuits d'entrée et fournit une puissance

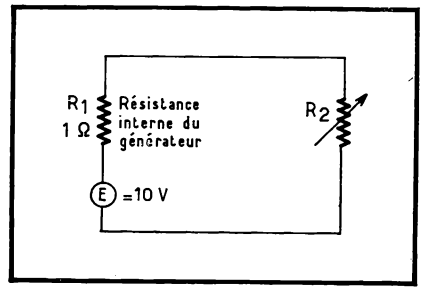


Fig. 7-37. — Circuit équivalent d'un générateur relié à une charge.

utile de 12 à 15 W. Un circuit de mélange, analogue à celui de la figure 7-31, est suivi d'un étage amplificateur équipé d'une pentode 6SJ7. Le préamplificateur microphonique est équipé avec une 6SJ7 également.

Le second tube 6SJ7 est suivi d'une triode déphaseuse 6J5 fournissant des tensions d'attaque symétriques à l'étage final, qui comporte deux tubes 6V6 en classe A B_1. Le transformateur de sortie est muni de prises permettant d'alimenter soit un haut-parleur à basse impédance, soit une ligne à 500 Ω alimentant un haut-parleur éloigné. Une contre-réaction améliorant la reproduction est prévue entre ce transformateur et la cathode de la seconde 6SJ7.

Adaptation des impédances.

En assemblant les différents éléments d'un amplificateur comme celui qui vient d'être décrit, certaines précautions doivent être observées; l'une d'entre elles est l'*adaptation des impédances*. On dit que les impédances de deux éléments assemblés sont adaptées lorsque l'impédance de la charge est réglée de façon à absorber complètement la puissance fournie par la source. L'adaptation des impédances est recherchée pour deux raisons :

1° Pour obtenir la puissance de sortie maximum;

2° Pour réduire la distorsion au minimum.

Considérons le circuit de la figure 7-37, comportant un générateur (tel qu'une pile, un amplificateur, etc.) et une résistance de charge. Tout générateur possède une certaine résistance interne (R_1 sur la figure). Nous allons déterminer la valeur qu'il faut donner à la résistance de charge R_2 pour avoir la puissance de sortie maximum.

Supposons que l'on ait : $R_1 = 1\ \Omega$ et $E = 10$ V. Si nous donnons différentes valeurs à R_2, la loi d'Ohm permet de calculer le courant ainsi que la puissance dans R_2. Le tableau 7-1 indique les résultats de ce calcul pour quelques valeurs de R_2.

L'examen de ce tableau indique que la puissance maximum qu'il est possible de tirer du générateur est de 25 W, et qu'il faut pour cela une résistance de charge de 1 Ω, c'est-à-dire *une résistance égale à celle du générateur*. On peut démontrer que ce résultat est valable quelle que soit la valeur de la résistance interne du générateur.

Tableau 7-1

R_2 (ohms)	Courant (ampères)	Tension aux bornes de R_2 (volts)	Puissance dans R_2 (watts)
0,1	9,07	0,907	8,20
0,5	6,67	3,33	22,2
1	5	5	25
4	2	8	16
100	0,099	9,99	0,998

Mais on remarquera que la tension développée aux bornes de R_2 ne passe pas par un maximum quand les impédances sont adaptées; donc, lorsqu'on veut avoir le maximum de tension, il faut donner à l'impédance de charge la valeur la plus élevée possible. Quand le générateur est un tube à vide, il existe une valeur optimum de la charge pour un taux de distorsion donné; cette valeur est indiquée par le constructeur.

Sur une ligne de transmission (une ligne téléphonique, par exemple), les signaux sont reçus sans distorsion quand la ligne est terminée sur une impédance égale à ce qu'on nomme son *impédance caractéristique*. L'impédance caractéristique d'une ligne est celle qui permet d'obtenir, à la sortie, le maximum de puissance avec le minimum de distorsion. Lorsque l'impédance terminale n'est pas égale à l'impédance caractéristique de la ligne, on constate qu'une certaine partie de l'énergie arrivant à l'extrémité est réfléchie et par conséquent perdue. La fraction de l'énergie perdue dépendant dans une certaine mesure de la fréquence, il en résulte une distorsion du signal transmis, pouvant être évitée par une bonne adaptation. L'impédance caractéristique de la plupart des lignes téléphoniques est de l'ordre de 500 Ω.

Une mauvaise adaptation peut donner lieu à une certaine distorsion, peu importante toutefois, dans les circuits comportant des transformateurs et dans les câbles microphoniques de grande longueur.

Les câbles microphoniques habituels ont une forte capacité et court-circuitent pratiquement, quand leur longueur dépasse une certaine valeur, l'impédance du microphone aux fréquences élevées. Pour éviter cet effet, on réduit habituellement l'impédance élevée du microphone à l'aide d'un transformateur abaisseur, ou à l'aide d'un étage amplificateur à charge cathodique. Avec les transformateurs à basse impédance à l'entrée de la ligne, la capacité de celle-ci n'a qu'un effet négligeable, et la courbe de réponse aux fréquences élevées n'est pas déformée, même quand la longueur est considérable. Les câbles microphoniques et les lignes de transmission doivent avoir une impédance caractéristique faible, le niveau des ronflements et des parasites captés étant beaucoup plus faible que dans le cas des lignes à impédance élevée.

Installation des amplificateurs à grande puissance.

Il est souvent nécessaire de disposer les microphones et les haut-parleurs dans une même salle, et il faut alors résoudre les problèmes que pose la réaction acoustique du haut-parleur sur le microphone. Un son reçu par le microphone est amplifié et renvoyé dans le microphone avec beaucoup plus d'intensité; amplifié à nouveau il s'intensifie ainsi jusqu'à la limite de puissance de l'amplificateur et il en résulte un hurlement qui se produit sur la fréquence pour laquelle l'ensemble de l'installation a le gain d'amplification le plus élevé. Cet effet peut être évité en limitant la fraction de l'énergie émise par le haut-parleur qui peut être recaptée par le microphone. On

emploie, pour y parvenir, des microphones et des haut-parleurs directionnels, des murs recouverts de substances absorbantes destinées à réduire les réflexions, et, enfin, une commande de volume très soignée. La manœuvre de la commande de volume permet d'arrêter, quelquefois, la réaction acoustique.

Lorsqu'on emploie plusieurs haut-parleurs il faut éviter que les auditeurs reçoivent des sons venant de haut-parleurs placés à des distances différentes, car il en résulterait des phénomènes d'échos et d'interférences qui rendraient l'écoute difficile. Dans le cas d'un seul microphone et d'un ou deux haut-parleurs, la meilleure disposition consiste à installer les haut-parleurs légèrement au-dessus et en avant du microphone. Les auditeurs entendent alors simultanément le son direct et le son amplifié.

Amplificateurs B. F. à transistors.

La plupart des fonctions des tubes à vide peuvent être accomplies par des transistors. Ces derniers, sans être exempts de défauts, offrent, aux basses fréquences, des avantages pratiques qui peuvent les faire préférer. Ils sont légers, durables, de dimensions très réduites, insensibles aux vibrations, et leur rendement élevé ainsi que les faibles tensions qui leur sont nécessaires facilitent considérablement l'alimentation par batteries. Comme inconvénients, mentionnons leur grande sensibilité à la chaleur, et la nécessité d'une étude particulière des circuits si l'on veut éviter les énormes variations de gain qu'ils sont susceptibles de produire, et si l'on désire qu'ils soient facilement interchangeables.

En basse fréquence, on emploie presque exclusivement les modèles à jonction. Comparés aux modèles à pointes, ces transistors procurent un gain supérieur, un meilleur rendement, une plus grande stabilité, moins de distorsion et de bruit de fond.

Montages types.

Trois montages sont possibles, comme le montre la figure 7-38 en *a*, *b* et *c*. Si l'on se rappelle que l'émetteur est, par son rôle, analogue à la cathode

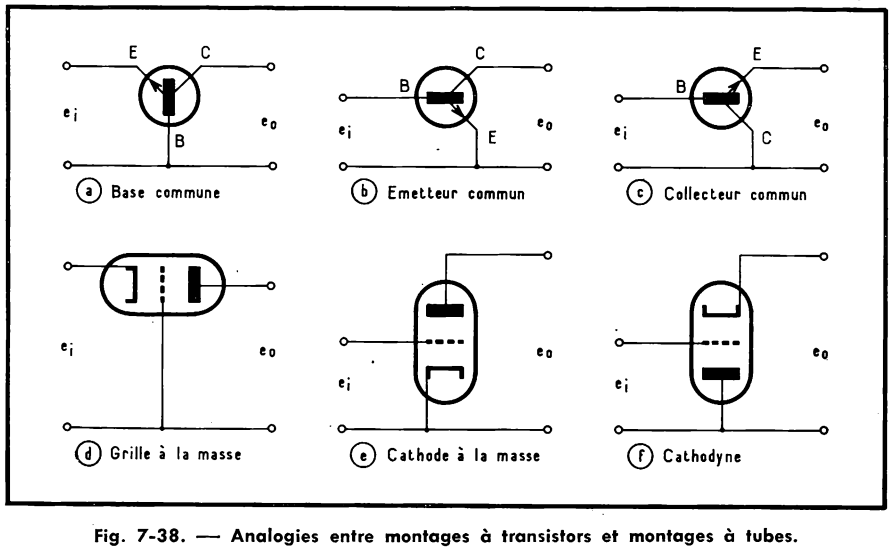


Fig. 7-38. — Analogies entre montages à transistors et montages à tubes.

d'une lampe triode, la base à la grille et le collecteur à la plaque, la similitude avec les montages à lampes saute aux yeux. Le montage à base commune (base à la masse) correspond au montage grille à la masse, le montage à émetteur commun au montage cathode à la masse, et le montage à collecteur commun au cathodyne. De même que dans le cas des lampes, l'émetteur à la masse est le plus fréquemment employé. L'équivalence entre lampes et transistors, du point de vue des polarités, telle qu'elle est représentée sur la figure 7-38 implique qu'il s'agit de transistors *n-p-n*. S'il s'agissait de *p-n-p* les sources d'alimentation auraient des polarités inverses. De même que dans le cas des tubes à vide, les caractéristiques des trois montages diffèrent, et par suite doivent être étudiées séparément.

Les paramètres exprimant les conditions de fonctionnement des transistors diffèrent de ceux des tubes à vide en ce sens que chaque fois qu'avec ces derniers il était question de tensions, il est maintenant question de courants. Pour un transistor, on considère trois courants : le courant d'émetteur i_e, le courant de base i_b, et le courant de collecteur i_c. Contrairement aux lampes, qui fonctionnent le plus souvent sans courant de grille et par conséquent avec un circuit d'entrée d'impédance très élevée, le transistor a toujours un courant d'entrée, et par conséquent un circuit d'entrée d'impédance basse. La présence de ce courant d'entrée rend le circuit équivalent d'un transistor plus complexe à étudier que celui d'un tube à vide. Car en outre il existe sur les électrodes des potentiels v_e, v_b, v_c, mesurés par rapport à l'élément commun aux circuits d'entrée et de sortie (dans l'un quelconque des trois montages).

Circuit équivalent du montage à base commune.

La figure 7-39 montre ce circuit. Les lettres r_e, r_b, r_c, désignent respectivement les résistances internes d'émetteur, de base et de collecteur. Le générateur $r_m\, i_e$, figuré dans la connexion de collecteur, représente la force électromotrice de transfert, c'est-à-dire le pouvoir amplificateur du transistor, et correspond au $\mu\, e_g$ (ou kv_g) d'un tube à vide. Soulignons encore le fait que tandis qu'avec ce dernier le signal de sortie dépend de l'application d'une *tension* d'entrée, il dépend, dans le cas du transistor, d'un *courant* d'entrée.

Pour un signal alternatif de faible valeur appliqué à l'entrée, les intensités et tensions sont valablement indiquées par les paramètres I_e, I_b, I_c, V_e, V_b et V_c. Il en résulte qu'à l'aide de petits signaux à basse fréquence, il est possible d'étudier les valeurs de r_e, r_b, r_c et r_m par des mesures directes. Comme d'habitude dans le cas de montages expérimentaux, ces mesures peuvent s'effectuer sur le circuit équivalent (ou sur le transistor lui-même) en appliquant le signal en 11 (entre émetteur et base) avec la sortie (bornes du circuit de collecteur 22) ouverte ou court-circuitée, ou inversement en appliquant le signal aux bornes 22, les bornes d'émetteur étant ouvertes ou court-circuitées.

Avec le signal appliqué en 11 et avec les bornes de sortie 22 ouvertes, on peut constater que l'*impédance d'entrée* est :

$$r_{11} = r_e + r_b.$$

Procédant inversement et avec le circuit d'émetteur ouvert, on trouve pour l'*impédance de sortie :*

$$r_{22} = r_c + r_b.$$

Il est également possible de mesurer les impédances de transfert, ou rapports entre tension engendrée dans un circuit et courant passant dans un autre circuit. Par exemple, l'*impédance de transfert directe* est définie comme le rapport entre la tension V_c, qui apparaît entre les bornes du collecteur en circuit ouvert, et le courant I_e qui traverse le circuit d'émetteur. On peut voir que dans ce cas, cette tension sera :

$$V_c = r_b I_e + r_m I_e$$

ce qui correspond à une résistance de transfert directe :

$$r_{21} = \frac{V_c}{I_e} = r_b + r_m.$$

On peut également définir une *résistance inverse de transfert* en raison de la tension V_e qui apparaît aux bornes d'émetteur en circuit ouvert quand un courant I_c traverse le circuit de collecteur. Soit :

$$V_e = r_b I_c.$$

La résistance inverse est alors, dans le cas du montage à base commune :

$$r_{12} = \frac{V_e}{I_c} = r_b.$$

Ce paramètre n'a pas d'équivalent dans les circuits des tubes à vide employés en basse fréquence.

Des relations ci-dessus ou de mesures sur les transistors, on peut déduire que :

$$r_e = r_{11} - r_{12}, \qquad r_c = r_{22} - r_{12}, \qquad r_b = r_{12}.$$

Ces quelques formules, qui peuvent être établies au moyen de mesures faciles à effectuer, rendent plus tangible la signification des paramètres des

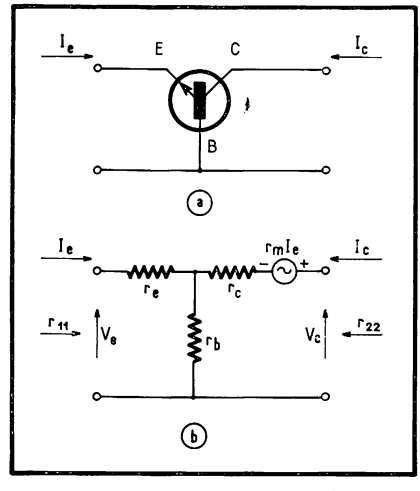


Fig. 7-39. — Montage à base commune d'un transistor, et circuit équivalent.

transistors. Dans le cas de la résistance r_m, on peut apporter des précisions supplémentaires en notant que le potentiel transféré du circuit d'entrée est $(r_b + r_m)\ I_e$, et que, dans le cas où le circuit de collecteur est court-circuité, les relations de tensions conduisent à :

$$(r_m + r_b)\ I_e + (r_c + r_b)\ I_c = 0$$

d'où on tire :

$$-\frac{I_c}{I_e} = \alpha = \frac{r_m + r_b}{r_c + r_b} = \frac{r_{21}}{r_{22}}.$$

(Le signe négatif résulte du choix des directions de courants indiquées par la figure.) Pour le transistor à jonction, on trouve pour r_b une valeur courante de l'ordre de 100 Ω, très petite en comparaison de celle de r_m ou r_c, qui peuvent être de l'ordre du mégohm; pour cette raison :

$$\alpha \simeq \frac{r_m}{r_c}, \text{ ou } r_m \simeq \alpha\ r_c,$$

ce qui permet le calcul de r_m.

Dans tout ce qui vient d'être dit, il a été supposé que le signal d'entrée est de petite amplitude, de sorte que les caractéristiques du transistor puissent être considérées comme linéaires. En outre, il faut dire que si l'on augmente la fréquence, toutes les résistances considérées comme purement ohmiques acquièrent une certaine réactance qui fait qu'elles deviennent des impédances; cela provient des capacités internes du transistor et du temps de réponse : les charges ne se déplacent pas de manière instantanée. Néanmoins, en basse fréquence, l'approximation des résistances pures permet une simplification et des résultats suffisamment exacts.

Contrairement au tube à vide dans lequel le courant ne circule que dans une seule direction, et où aux basses fréquences le circuit de plaque n'a pratiquement pas d'action sur le circuit de grille, un transistor est conducteur dans les deux sens. Quand il est branché dans un circuit tel que celui de la figure 7-40 *a*, l'impédance d'entrée Z_{in} « vue » par le générateur aux bornes 11 peut être affectée par la valeur de la charge Z_L, et inversement la valeur effective de l'impédance de sortie entre les bornes 22 peut être influencée

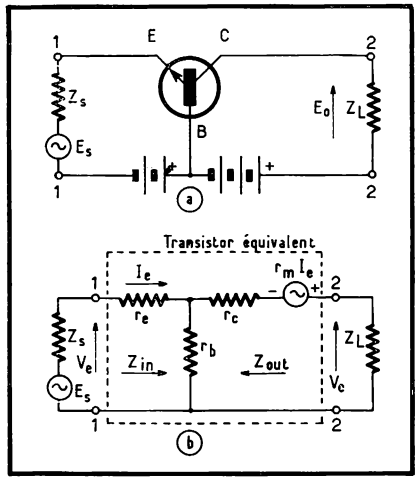


Fig. 7-40. — Montage à base commune d'un transistor n-p-n, et circuit équivalent.

par l'impédance Z_S de la source. L'étude du circuit équivalent représenté en *b* sur la même figure permet d'écrire, pour le montage à base commune, deux équations concernant des courants et tensions de forme sinusoïdale :

$$V_e = (r_e + r_b)\ I_e + r_b\ I_c$$

$$0 = (r_b + r_m)\ I_e + (r_c + r_b + Z_L)\ I_c$$

On a pour l'impédance d'entrée : $Z_{in} = V_e/I_e$ et le calcul donne :

$$Z_{in} = r_e + \frac{r_b\ (r_c - r_m + Z_L)}{r_c + r_b + Z_L}.$$

Par suite de l'effet des capacités en shunt, la charge Z_L est ordinairement petite par rapport à r_c et à $r_c - r_m = r_c\ (1 - \alpha)$ comme dans le cas d'un tube pentode. La résistance d'entrée d'un montage à base commune se réduit par suite à l'approximation :

$$Z_{in} \simeq r_e + r_b\ (1 - \alpha).$$

L'impédance de sortie $Z_{out} = V_c/I_c$, ce qui donne :

$$Z_{out} = r_c - r_b \left(\frac{r_m - r_e - Z_S}{r_e + r_b + Z_S} \right)$$

D'ordinaire, le second terme écrit à droite est petit, de sorte qu'on peut écrire l'approximation :

$$Z_{out} = r_c.$$

Le gain de courant est $A_i = I_c/I_e$, ou encore :

$$A_I = \frac{-(r_b + r_m)}{r_c + r_b + Z_L},$$

ou approximativement pour l'usage courant :

$$A_i \simeq -\alpha$$

parce que $r_b \ll r_m$, $r_b < Z_L \ll r_c$ et $r_m = \alpha r_c$.

Le gain de tension $A_v = V_c/V_e$ peut être calculé, et par l'emploi de $r_b \ll r_m$, on obtient :

$$A_v \simeq \frac{\alpha Z_L}{r_e + r_b (1 - \alpha)}$$

sans qu'une inversion de phase soit à considérer.

On a la confirmation de ce qui vient d'être avancé en examinant les caractéristiques d'un modèle typique de transistor *n-p-n* à jonction, pour lequel on a : $\alpha = 0{,}97$, $r_e = 40\ \Omega$, $r_b = 100\ \Omega$, $r_c = 1{,}5\ M\Omega$, et par suite

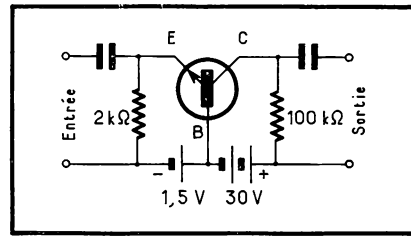


Fig. 7-41. — Valeurs pratiques d'un étage à base commune.

$r_m = 1{,}46\ M\Omega$. En montant ce transistor dans un amplificateur classique où $Z_S = R_S = 100\ \Omega$, et $Z_L = R_L = 0{,}1\ M\Omega$, des gains $A_i = -0{,}97$ et $A_v = 2260$ sont obtenus. Le gain de puissance peut alors être calculé comme ci-dessous pour une source et une charge résistives :

$$\text{Gain de puissance} = A_i A_v = 0{,}97 \times 2260 = 2190 = 33{,}4\ \text{dB}.$$

L'impédance d'entrée est de 43 Ω et l'impédance de sortie de 1,5 MΩ. Le schéma de montage, très simple, est indiqué en figure 7-41.

Si l'on connaît d'avance les valeurs des résistances r_e, r_b et r_c, on peut se faire une idée *approchée* de ce que peut donner un transistor monté selon la figure 7-40 *a*, en considérant le circuit équivalent figure 7-40 *b*. Avec une petite valeur de r_b, de l'ordre de 100 Ω, et une grande valeur de r_c, de 1,5 MΩ, l'effet du circuit secondaire sur l'impédance d'entrée peut être négligé, et Z_{in} est formée de r_e en série avec la valeur *effective* de r_b. Pour connaître l'effet de r_b sur l'impédance d'entrée, il faut se rappeler que le courant de base I_b, qui traverse r_b, représente la différence entre le courant d'émetteur I_e et un courant de collecteur $I_c = \alpha I_e$ qui lui est presque égal, de sorte que $I_b = I_e (1 - \alpha)$.

Avec les directions de courants indiquées sur la figure 7-40 *b*, $I_b = I_e + I_c$, mais $I_c = -\alpha I_e$, de sorte que $I_b = I_e (1 - \alpha)$.

Du fait que le courant de base qui traverse r_b est inférieur au courant I_e, traversant r_e, puisqu'il est égal au produit de ce courant par le facteur $(1 - \alpha)$, et du fait que la tension aux bornes de r_b subit une réduction correspondante,

l'effet de r_b sur l'impédance d'entrée sera également réduit dans la même proportion. D'où :

$$Z_{in} \simeq r_e + r_b (1 - \alpha).$$

Si on examine le circuit du côté des bornes 22, l'effet de r_b et du circuit primaire peut être négligé, de sorte que l'impédance de sortie sera :

$$Z_{out} \simeq r_c.$$

Le gain de courant, défini comme $A_i = \frac{I_c}{I_e}$, sera approximativement $-\alpha$.

Le gain de tension sera exprimé par le rapport entre la tension produite aux bornes de l'impédance de charge Z_L par le courant de sortie I_c, et la tension d'entrée V_e qui est égale à $I_e Z_{in}$. D'où :

$$A_v = \frac{-I_c Z_L}{I_e Z_{in}} = \frac{\alpha Z_L}{Z_{in}} \simeq \frac{\alpha Z_L}{r_e + r_b (1 - \alpha)}.$$

Le gain de puissance est :

$$A_v A_i = \frac{\alpha^2 Z_L}{Z_{in}}.$$

De ces résultats, on peut tirer les considérations générales qui suivent. Pour un transistor de type courant, dans un montage à base commune, l'impédance d'entrée sera basse, de l'ordre de 50 Ω; l'impédance de sortie sera très grande, de l'ordre du mégohm et plus; le gain de courant sera légèrement inférieur à l'unité; le gain de tension pourra être assez élevé, et proportionnel à l'impédance de charge, pratiquement limitée à une valeur de l'ordre de 100 000 Ω; la tension de sortie sera de *même* phase que la tension d'entrée; enfin, on pourra obtenir un gain de puissance moyen, de l'ordre de 30 dB en moyenne.

Courbes de caractéristiques.

On peut établir des courbes pour les transistors tout comme pour les lampes; la figure 7-42 *a* est une famille de courbes du courant de collecteur d'un transistor à jonction, chacune d'elles tracée pour une valeur constante du courant d'émetteur, et avec une tension de collecteur mesurée par rapport à la base dans le montage à base commune de la figure 7-38 *a*. Le graphique *b* de la figure 7-42 représente le courant de collecteur dans le montage à émetteur commun. Dans ce cas, le courant d'entrée est I_b et non I_e, et les courbes sont tracées pour des valeurs fixes de I_b, avec la tension de collecteur mesurée par rapport à l'émetteur dans le montage à émetteur commun de la figure 7-38 *b*.

De même que dans le cas des tubes à vide, l'inverse de la pente de ces courbes fournit la valeur d'un important paramètre concernant les transistors fonctionnant avec de petites tensions de signal. L'inverse de la pente des courbes figure 7-42 *a* est la résistance de sortie r_{22} dans le montage à base commune. Elle est approximativement égale à la résistance de collecteur r_c et à l'impédance de sortie du transistor examinée plus haut en se basant sur le circuit équivalent. Les courbes figure 7-42 *b* fournissent le même paramètre pour le montage à émetteur commun. De l'aplatissement des courbes on peut facilement conclure que r_{22} est importante, pouvant dépasser le mégohm.

On peut tracer d'autres familles de courbes, exprimant par exemple les rapports entre courant et tension d'émetteur, entre tension d'émetteur et

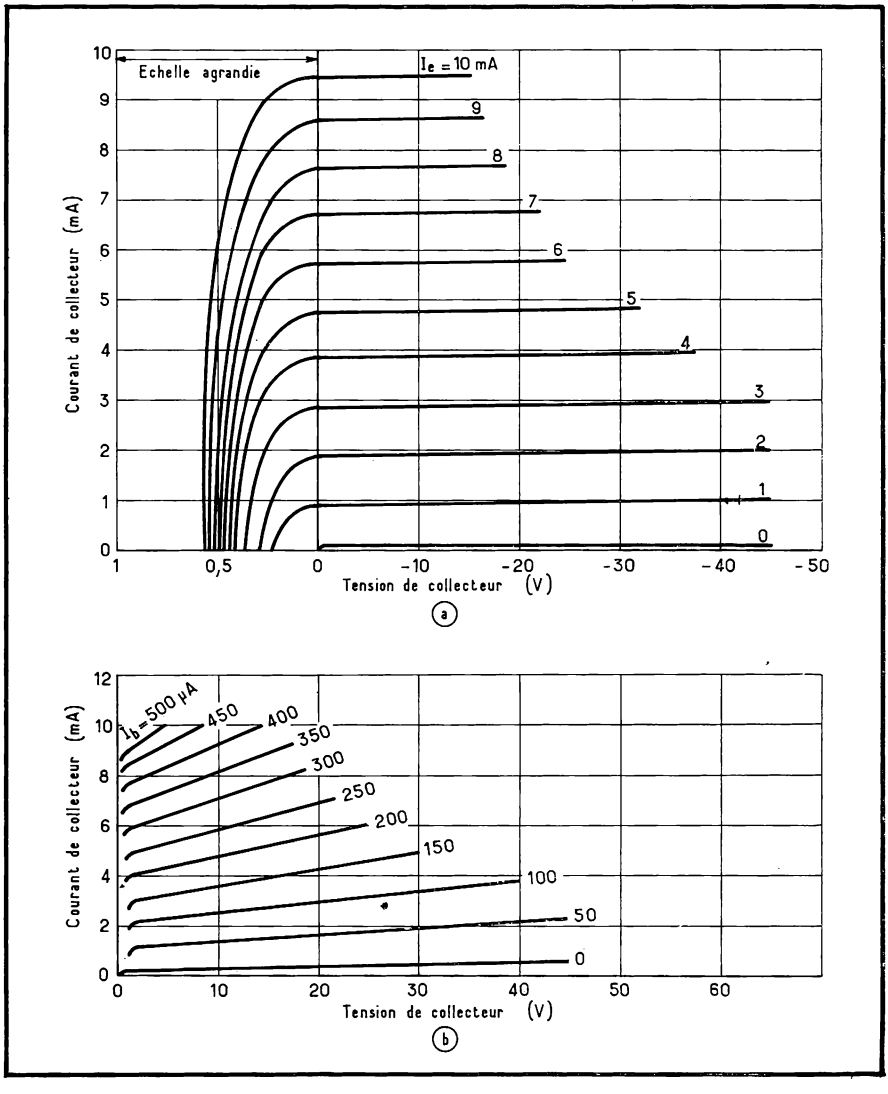


Fig. 7-42. — **Caractéristiques du collecteur d'un transistor du type 2N44. En a, en base commune, en b, en émetteur commun.**

courant de collecteur, entre tension de collecteur et courant d'émetteur, et d'autres similaires par rapport au courant de base. A cause de la multiplicité de ces rapports mutuels entre les différents paramètres, les courbes perdent un peu de la valeur qu'elles ont dans le cas des lampes. Elles trouvent leur usage dans le tracé d'une droite de charge permettant d'analyser le fonctionnement avec un signal important, exactement comme pour les tubes à vide. Il faut apporter une grande attention à la position du point Q afin d'éviter de dépasser la dissipation maximum admissible.

Montage à émetteur commun.

La figure 7-38 *b* montre que ce montage est similaire à celui des tubes à vide montés avec cathode à la masse; du fait du gain élevé qu'il permet d'obtenir, le montage à émetteur commun est très employé. La figure 7-43 *a* montre ce montage, et donne en *b* son circuit équivalent. On observera que les liaisons d'entrée à r_e et r_b sont inversées par rapport au montage à base

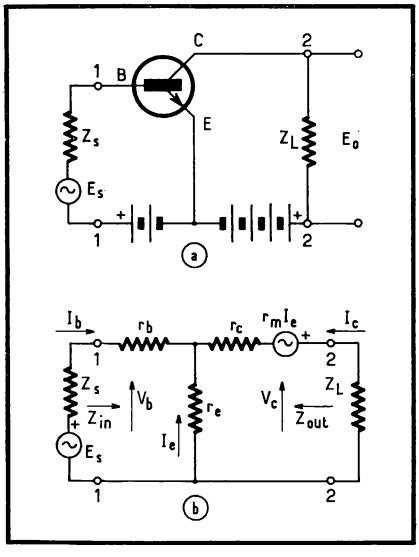


Fig. 7-43. — Montage à émetteur commun et son circuit équivalent.

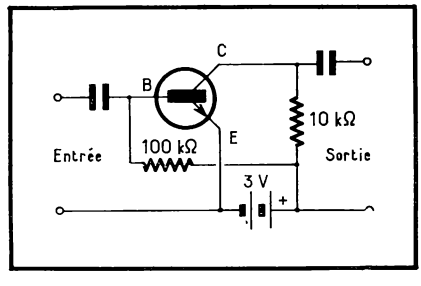


Fig. 7-44. — Schéma typique d'un transistor n-p-n en émetteur commun.

commune, ce qui fait qu'ici un déphasage de 180° se produit. En outre, le courant d'entrée est maintenant I_b au lieu de I_e. En considérant ces différences, on peut facilement connaître le rendement approximatif du montage à émetteur commun, comparé au montage à base commune. Pour un courant I_e donné, le courant d'entrée lui est inférieur comme son produit par $(1 - \alpha)$; l'amplification de courant peut donc logiquement être supposée plus grande que l'inverse de ce facteur, soit :

$$A_i \simeq \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

Le rapport $\alpha/(1 - \alpha)$ est d'ordinaire nommé β et on le trouve souvent de préférence à α dans les manuels de caractéristiques.

D'autre part, pour produire le même I_e que précédemment, il faudra approximativement (compte tenu de l'inversion de signe) la même tension entre les bornes 11. En outre, comme la tension de sortie est, de même que

précédemment, $I_c Z_L$, l'expression fournissant le gain de tension reste la même, soit :

$$A_v \simeq \frac{-\alpha Z_L}{r_e + r_b (1 - \alpha)}.$$

La phase de la tension de sortie est opposée à celle de la tension d'entrée, comme dans le cas d'une lampe montée avec la cathode à la masse. L'impédance d'entrée (soit la tension d'entrée divisée par le courant d'entrée) s'accroîtra, puisque multipliée par $1/(1 - \alpha)$, comparativement au montage à base commune. D'où l'on tire :

$$Z_{in} \simeq r_b + \frac{r_e}{(1 - \alpha)}.$$

L'impédance de sortie restera élevée, bien qu'inférieure à la valeur qu'elle atteint dans le montage à base commune. Le gain de puissance, étant $A_i A_v$,

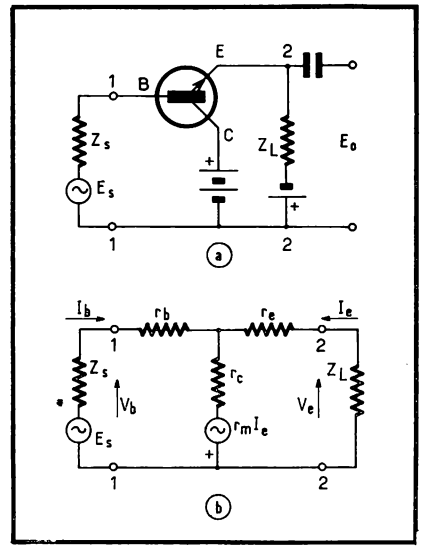


Fig. 7-45. — Montage à collecteur commun et son circuit équivalent.

sera multiplié par le facteur $1/(1 - \alpha)$, comparativement au montage à base commune.

En faisant usage d'un transistor ayant les paramètres cités plus haut, mais maintenant monté en émetteur commun avec $Z_S = R_S = 400\ \Omega$, $Z_L = R_L = 20\,000\ \Omega$, on obtiendra $Z_{in} = 1430\ \Omega$, $A_i = 32{,}3$, $A_v = -450$, gain de puissance $= A_i A_v = 14\,500 = 47{,}3$ dB.

On peut exprimer comme suit les résultats que donne un transistor monté en émetteur commun : la résistance d'entrée est plus grande que dans le montage à base commune, et se tient généralement entre 500 et 1500 Ω. La résistance de sortie dépend de l'impédance du générateur; bien qu'elle soit plus basse que dans le montage à base commune, elle reste néanmoins élevée, pouvant aller de 50 000 Ω à 2 MΩ. Bien que le gain de tension possible soit à peu près le même que dans le cas du montage à base commune, on emploie ordinairement, afin d'assurer la stabilité, une impédance de charge plus faible qui cause une réduction de gain. Le montage à émetteur commun procure également un gain de courant, de sorte que son gain de puissance est considérable, des valeurs de l'ordre de 35 à 50 dB n'étant pas rares. On peut avantageusement comparer ces résultats à ceux que donne une pentode. Or, on peut les tirer d'un montage tel que celui qu'indique la figure 7-44, avec

une tension d'alimentation de seulement 3 à 10 V, comparativement aux centaines de volts nécessaires à la pentode.

Montage à collecteur commun.

Un montage à collecteur commun, avec les polarités convenant à un transistor *n-p-n*, est représenté par la figure 7-45 *a*, avec en *b* le circuit équivalent. Dans ce cas, le courant de sortie est I_e et le courant d'entrée I_b. Leurs valeurs relatives étant $I_b \simeq I_e\ (1 - \alpha)$, le gain de courant sera :

$$A_i \simeq \frac{-1}{1-\alpha}$$

où le signe négatif s'accorde avec les sens de courants indiqués par la figure. Si l'on suppose l'impédance en parallèle suffisamment élevée pour qu'on puisse négliger son effet, l'impédance d'entrée sera approximativement r_b en série avec la résistance effective de r_e et Z_L. Comme le courant qui les traverse est égal à celui qui traverse r_b multiplié par $1/(1 - \alpha)$, l'impédance d'entrée est :

$$Z_{in} \simeq r_b + \frac{r_e + Z_L}{1-\alpha} \simeq r_b + \frac{Z_L}{1-\alpha} \text{ pour } Z_L \gg r_e.$$

De même, l'impédance de sortie est :

$$Z_{out} \simeq r_e + (r_b + Z_S)\ (1 - \alpha).$$

Et le gain de tension :

$$A_v = \frac{-I_e Z_L}{I_b Z_{in}} \simeq \frac{Z_L}{r_b\ (1-\alpha) + Z_L} = \frac{1}{1 + (r_b/Z_L)\ (1-\alpha)}.$$

Celui-ci est toujours inférieur à l'unité, mais s'en approche, car :

$$Z_L \gg r_b\ (1 - \alpha).$$

Il n'y a pas d'inversion de phase, c'est-à-dire que la tension de sortie est en phase avec la tension d'entrée.

Le gain de puissance est :

$$A_v A_i \simeq \frac{1}{1-\alpha} \cdot \frac{1}{1 + (r_b/Z_L)\ (1-\alpha)} \simeq \frac{1}{1-\alpha} \text{ pour } Z_L \gtrsim r_e.$$

Pour reprendre le transistor qui a servi aux exemples précédents, monté maintenant en collecteur commun avec $R_S = 400\ \Omega$ et $R_L = 10\,000\ \Omega$, on aura approximativement $Z_{in} = 330\,000\ \Omega$, $Z_{out} = 53\ \Omega$, $A_i = -33$, $A_v \simeq 1$, gain de puissance $= 33 = 15$ dB.

Du fait que le montage à collecteur commun est souvent employé pour l'adaptation d'un générateur à haute impédance à une charge à basse impédance, des valeurs plus usuelles d'impédances pour le générateur et la charge sont, par exemple, $R_S = 17\,000\ \Omega$ et $R_L = 500\ \Omega$. On obtient de la sorte $Z_{in} \simeq 17\,000\ \Omega$ et $Z_{out} \simeq 500$, de sorte que l'adaptation d'impédances est correctement réalisée.

En résumé, le montage à collecteur commun se comporte comme celui d'une lampe à charge cathodique, ainsi qu'on pouvait le prévoir. Ce montage apporte un gain de courant, mais le gain de tension est inférieur à l'unité. Le gain de puissance qui en résulte est peu élevé, de l'ordre de 10 à 20 dB. L'impédance d'entrée dépend de l'impédance de charge Z_L, et l'impédance de sortie de celle du générateur Z_S. Pour les valeurs d'impédances normalement employées, l'impédance d'entrée est élevée : $Z_{in} \simeq Z_L/(1 - \alpha)$, tandis que l'impédance de sortie $Z_{out} \simeq Z_S\ (1 - \alpha)$ est basse.

Dispositifs de polarisation pour les transistors.

En plus de son gain supérieur, le montage à émetteur commun a l'avantage de permettre l'alimentation facile des circuits d'entrée et de sortie à partir d'une seule batterie. La figure 7-46 montre plusieurs moyens de tirer de la source commune les tensions de base et de collecteur convenables. On voit (fig. 7-46 *a*) un transistor *n-p-n* dont la tension de collecteur est :

$$V_C = V_{CC} - I_C R_L,$$

formule où I_C est le courant continu de collecteur. Une tension positive moins élevée est appliquée à la base au moyen d'une résistance de polarisation R_B, où circule le courant continu de base I_B, d'où $V_B = V_{CC} - I_B R_B$. En réalité, le paramètre important est plutôt le courant de base que la tension. Du fait que l'on est dans le sens de la conduction, d'où une résistance directe très basse, la tension entre émetteur et base l'est également (inférieure à 0,1 V), de sorte qu'on peut en bonne approximation considérer le courant de base comme étant $I_B = V_{CC}/R_B$, ce qui donne le moyen de calculer la valeur

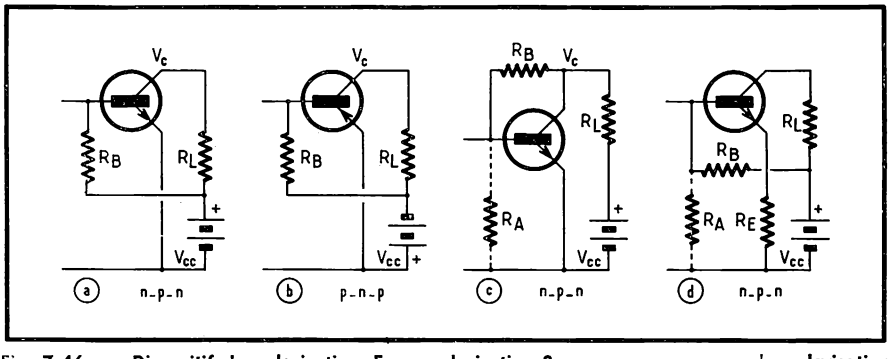


Fig. 7-46. — **Dispositif de polarisation. En** a, **polarisation fixe avec un** n-p-n ; **en** b, **polarisation fixe avec un** p-n-p ; **en** c, **polarisation automatique avec contre-réaction de tension ; en** d, **polarisation automatique avec contre-réaction d'intensité.**

convenable de R_B si l'on connaît le courant de base nécessaire; on peut tirer celui-ci des courbes de caractéristiques. Pour de nombreux transistors et pour les tensions d'alimentation courantes, la valeur de R_B peut être de l'ordre de 100 000 Ω à 1 MΩ, le chiffre de 250 000 Ω étant fréquent.

Sur la figure 7-46 *a*, un courant positif entre par le collecteur et la base, et sort par l'émetteur (les électrons se déplaçant dans le sens opposé) ; la base est légèrement positive par rapport à l'émetteur, et le collecteur l'est encore plus, de sorte que *par rapport à la base,* l'émetteur est négatif et le collecteur positif. Selon ce qui a été dit dans le chapitre IV, ce sont là les sens de courants et les polarités convenables à un transistor *n-p-n*. Pour un transistor *p-n-p,* les polarités et les courants sont inverses. Cela s'accomplit très simplement en branchant la batterie dans l'autre sens, comme l'indique la figure 7-46 *b*. L'observation de cette polarité est d'importance, car une erreur peut causer la destruction des transistors. Les montages des figures 7-46 *a* et *b* sont nommés *à polarisation fixe,* tandis que ceux des figures 7-46 *c* et *d* sont dits à *polarisation automatique.*

Un des problèmes que pose l'emploi des transistors est de trouver et de maintenir le point de fonctionnement correct. Les caractéristiques des transistors, en effet, présentent des variations considérables, même parmi les spécimens du même type nominal; en outre, ces caractéristiques changent avec la température et le vieillissement de l'élément. Le montage qu'indique

la figure 7-46 *c* a sur le montage 7-46 *a* l'avantage de tendre à se stabiliser automatiquement. La tension qui fournit le courant de polarisation circulant dans R_B, au lieu d'être celle V_{CC} de la source d'alimentation, est la tension de collecteur V_C. Quand, pour une raison quelconque, le courant de collecteur tend à s'élever au-dessus de la valeur normale, la tension de collecteur V_C baisse par suite d'une chute de tension accrue dans R_L qui est traversée par ce courant. Il en résulte que le courant de base diminue lui aussi, ce qui est de nature à faire diminuer le courant de collecteur. Inversement, un courant de collecteur trop faible provoque l'élévation de V_C, ce qui accroît I_B et par suite I_C. Par conséquent, grâce à ce montage, le point de fonctionnement se stabilise; il réalise une *contre-réaction de tension.*

On peut également procéder comme le montre la figure 7-46 *d*. Ici, il s'agit d'une *contre-réaction de courant,* ou d'intensité. Une variation du courant d'émetteur I_E modifie la chute de tension $I_C R_E$ dans la résistance placée dans ce circuit, ce qui fait changer le potentiel de l'émetteur par rapport à la base. Le changement de courant de base qui en résulte est celui qui convient à la stabilisation du point de fonctionnement.

En plus de la contre-réaction exercée sur les courants ou tensions continus de polarisation, ces deux derniers montages produisent aussi une contre-réaction à la fréquence du signal. Cette contre-réaction, si elle est indésirable, peut être évitée au moyen de condensateurs de découplage convenablement placés, notamment en shunt sur la résistance d'émetteur. On peut s'arranger pour laisser subsister une contre-réaction partielle en laissant une partie de la résistance non découplée.

Dans les montages pratiques, on ajoute parfois une résistance R_A indiquée en trait interrompu. Elle constitue avec R_B un diviseur de potentiel permettant un ajustage plus exact et une stabilisation de la tension de base.

Amplificateurs à plusieurs étages.

Quand il faut un gain plus élevé que celui que fournit un seul transistor, on peut faire se succéder plusieurs étages d'amplification couplés par résistances-capacités ou par transformateurs. La première méthode a l'avantage du peu d'encombrement et de poids, et aussi de l'économie. Mais le montage à transformateurs procure un gain supérieur, cause moins de pertes, et permet une meilleure stabilité du point de fonctionnement ainsi qu'une tension d'alimentation moins élevée. Il a contre lui l'encombrement, le poids et le prix relativement élevé des transformateurs. Quoi qu'il en soit, les deux montages ont leurs applications.

On peut employer dans un montage à transformateurs l'un quelconque des trois schémas de base. Toujours avec les mêmes données que précédemment, on obtiendrait un gain de l'ordre de 30 dB en base commune, de 45 dB en émetteur commun, et de 15 dB en collecteur commun. Bien que d'autres considérations puissent parfois faire employer les montages à base commune ou à collecteur commun, on se sert le plus souvent du montage à émetteur commun dans les amplificateurs à plusieurs étages couplés par transformateurs, à cause du gain plus élevé qu'il procure. Mais si un amplificateur analogue est monté à résistances-capacités, pour des liaisons entre générateurs et charges d'impédances équivalentes, le montage à émetteur commun est le *seul* capable de produire un gain, et par suite il est le seul que l'on emploie, excepté pour des étages d'attaque ou de sortie où on peut employer d'autres montages à des fins d'adaptation d'impédances.

Il est facile de montrer pourquoi des étages à base commune successifs ne peuvent amplifier quand ils sont branchés de générateur à charge d'impé-

dances égales. Comme on l'a dit dans le chapitre IV, avec le montage à base commune le courant de sortie I_c du collecteur est toujours légèrement inférieur au courant d'entrée (d'émetteur) I_e, c'est-à-dire qu'on a $I_C \simeq I_e$. Or le circuit de sortie fonctionne à un niveau beaucoup plus élevé, du point de vue de l'impédance et de la tension, que le circuit d'entrée. Cela signifie que pour produire un changement d'intensité donné, soit par exemple 1 mA, du courant de sortie I_c, il faut dans le circuit de sortie une variation de tension beaucoup

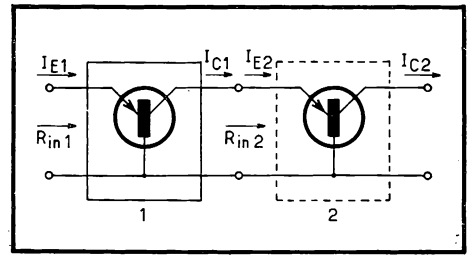


Fig. 7-47. — Etages à base commune en cascade (les dispositifs de polarisation sont omis).

plus grande. Cette même variation de I_c peut être produite par une variation de tension relativement minime dans le circuit d'entrée. Il s'ensuit qu'une haute impédance Z_L peut être placée dans le circuit de sortie, et qu'il se développera à ses bornes une tension $I_c Z_L$ qui peut être beaucoup plus grande que la tension d'entrée $I_c Z_{in}$. D'où la possibilité d'obtenir du montage à base commune des gains en puissance et en tension lorsque l'impédance de charge est supérieure à l'impédance d'entrée.

Quand des étages à base commune sont montés à la suite l'un de l'autre, comme l'indique la figure 7-47, la situation n'est plus la même. L'impédance d'entrée de l'un devient l'impédance de charge de l'autre, de sorte que ces deux impédances sont maintenant égales. Il en résulte que la tension de sortie $I_{c1} R_{in2} = I_{c1} R_{in1}$ du premier étage est légèrement inférieure à sa tension d'entrée $I_{c1} R_{in1}$. La puissance de sortie $I_c^2 R_{in}$ est de même inférieure à la puissance d'entrée $I_e^2 R_{in}$. Donc, les gains de tension, de courant et de puissance sont inférieurs à l'unité si on essaie de monter sans transformateurs de liaison des étages successifs à base commune.

Dans une réalisation pratique, de toute manière, le montage ne pourrait être conforme à la figure 7-47, où les potentiels des électrodes ne sont pas respectés. On ferait donc usage de condensateurs et de résistances pour réaliser les liaisons, et en même temps appliquer aux transistors des tensions correctes. Les résistances se trouveraient en parallèle avec les impédances d'entrée et de sortie, avec pour effet des pertes supplémentaires et un gain encore inférieur.

D'une manière analogue, il est possible de démontrer qu'on ne peut obtenir aucun gain d'étages montés en collecteur commun avec des liaisons à résistances-capacités. On se rappellera que, dans ce montage, la tension de sortie est toujours inférieure à la tension d'entrée, c'est-à-dire que le gain de tension est inférieur à l'unité. Un gain de puissance est néanmoins possible avec ce montage, quand la résistance de charge est *inférieure* à la résistance d'entrée, parce que la puissance d'entrée est V_{in}^2/R_{in} et la puissance de sortie V_{out}^2/R_L. Mais dans des étages successifs sans transformateurs, où R_L est par conséquent égale à R_{in}, le gain de puissance est forcément inférieur à l'unité.

On peut en conclure que le seul montage convenant à la liaison à résistances-capacités est le montage à émetteur commun, qui produit à la fois des gains de tension et de puissance. Ces considérations n'interdisent pas l'emploi des autres montages pour des étages d'entrée ou de sortie. On peut alors tirer

avantage de leurs facultés d'adaptation des impédances, alliées à la possibilité d'en tirer des gains raisonnables quand leurs charges sont correctement adaptées. Leur usage est indiqué lorsqu'on a affaire à des générateurs ou à des charges d'impédances très élevées ou très basses. En outre, des combinaisons des divers montages peuvent donner des schémas intéressants d'amplificateurs. Par exemple, un étage à base commune chargé par la haute impédance d'entrée d'un étage à collecteur commun peut produire un gain de l'ordre de 30 dB. L'adaptation procurée par l'étage à collecteur commun entre la haute impédance de sortie de l'étage à base commune et la basse impédance de charge peut procurer encore 15 dB. Néanmoins, on constate que le gain total procuré par des combinaisons des divers montages est presque toujours de beaucoup inférieur à celui qu'on pourrait obtenir d'un même nombre d'étages successifs à émetteur commun. Les considérations pratiques ayant trait au montage d'étages successifs en émetteur commun vont maintenant être examinées.

Amplificateurs à plusieurs étages à liaison R-C.

La figure 7-48 est le schéma d'un amplificateur B. F. simple, composé de deux transistors couplés par résistances-capacités. De même que dans le cas des amplificateurs à lampes, il est intéressant d'examiner les facteurs

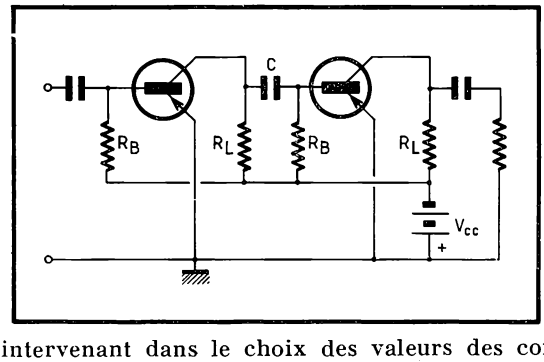


Fig. 7-48. — Amplificateur B. F. à couplage par résistances, équipé de transistors p-n-p.

intervenant dans le choix des valeurs des composants employés. La résistance R_B est choisie de manière à procurer à la base un courant de polarisation correct. Sa valeur dépend des caractéristiques du transistor et de la tension d'alimentation; des valeurs de 0,1 à 0,5 MΩ sont courantes. La valeur de R_L implique l'établissement d'un compromis entre le gain et la tension d'alimentation. Augmenter cette résistance augmente le gain, mais il faut augmenter aussi la tension d'alimentation, de manière à respecter la tension et le courant de collecteur imposés. Ce compromis donne souvent à R_L une valeur de l'ordre de 10 000 Ω. En fonctionnement, la résistance d'entrée de l'étage suivant est en parallèle avec R_L. Pour un étage à émetteur commun, cette résistance d'entrée est basse, soit de l'ordre de 1000 à 2000 Ω, de sorte qu'aux fréquences de signal, la charge effective du premier étage est de beaucoup inférieure à la valeur de R_L, ce qui fait que le gain est lui aussi fortement réduit par rapport à celui d'un étage unique. Dans l'exemple donné page 236, un gain de l'ordre de 47 dB a été calculé pour un étage *isolé* employant une résistance de charge R_L de 20 000 Ω. Quand sur cette charge viendra en parallèle la résistance d'entrée (supposée de 2000 Ω) du second étage, le gain du premier sera réduit d'environ 8 ou 10 dB. (Il convient de noter que si le gain de tension subit cette réduction, par contre le gain de courant augmente légèrement.) En outre, il faut tenir compte des pertes de 2 à 4 dB

causées par les éléments de liaison. Le gain résultant du premier étage peut donc être estimé aux environs de 35 dB.

La valeur du condensateur de liaison C doit être choisie de manière que sa réactance comparée à la valeur de R_L soit négligeable à la fréquence médiane de la bande passante. La réponse aux fréquences basses dépend de cette réactance comparée aux impédances de sortie du premier étage et

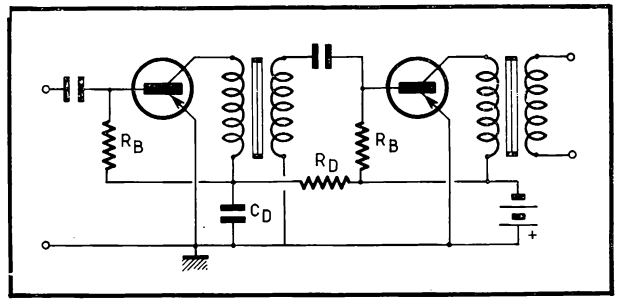


Fig. 7-49. — Amplificateur B. F. à couplage par transformateur (montage à émetteur commun).

d'entrée du second. Du fait qu'elle se trouve effectivement en série avec ces impédances R_{out1} et R_{in2}, la réponse aux fréquences basses tombe de 3 dB par rapport au gain à la fréquence médiane quand $X_C = 1/2\,\pi f\,C = R_{out1} + R_{in2}$. La résistance de sortie R_{out1} se compose de R_L en parallèle avec la résistance de sortie, ordinairement beaucoup plus grande, du transistor, de sorte qu'on peut la considérer approximativement comme égale à R_L. Comme R_{in2} est généralement beaucoup plus petite que R_L, une bonne réponse aux fréquences basses dépend surtout du choix d'une valeur de X_C petite par rapport à R_L. Une capacité de 1 μF convient généralement. Les faibles tensions d'alimentation en usage avec les transistors sont avantageuses en ce sens, car elles permettent d'employer avec des résultats satisfaisants des condensateurs miniatures.

Amplificateurs à couplage par transformateurs.

La liaison par transformateurs évite trois défauts du montage à résistances-capacités. On a vu que, dans le cas de ce dernier, l'impédance de charge effective du premier étage est l'impédance d'entrée du second, trop basse, dans un montage à émetteur commun, pour obtenir le gain que procurerait une adaptation convenable. Cette perte de 10 à 15 dB est aggravée par la puissance dissipée dans les résistances employées au couplage entre étages, et, en outre, il faut une tension d'alimentation plus élevée à cause de la chute de tension qui se produit dans les résistances de charge. Il est certain que, si les transformateurs évitent ces inconvénients, ils sont plus coûteux, plus lourds et plus encombrants. On doit signaler toutefois que ces deux derniers défauts ont été réduits par l'étude de transformateurs miniatures spécialement destinés aux montages à transistors.

La figure 7-49 donne l'exemple d'un montage simple à liaison par transformateur. Le transformateur qui se trouve entre les deux transistors est un modèle abaisseur, destiné à adapter l'impédance de sortie élevée du premier transistor à la basse impédance d'entrée du second. Le plus souvent, les impédances adaptées sont de 20 000 Ω au primaire et de 1000 Ω au secondaire, ce qui convient à de nombreux transistors.

On voit qu'une *cellule de découplage* ($R_d\,C_d$) est placée au pied du primaire du transformateur de liaison. Elle est destinée à empêcher que des tensions B. F. amplifiées ne retournent à l'entrée de l'amplificateur. Ces tensions sont produites par le passage, dans la batterie d'alimentation com-

mune, du courant de collecteur important du second étage. Quand la batterie est neuve, sa résistance interne est faible; mais elle augmente avec le degré d'usure. A ce moment, la tension B. F. à ses bornes peut être suffisante pour causer des distorsions et même l'entrée en oscillation, quand elle retourne à la base du premier transistor. Pour que la cellule de découplage soit efficace, il faut qu'à la fréquence la plus basse la réactance de C_d soit petite par rapport à la valeur de R_d. Mais si R_d est grande, elle provoquera une chute de tension indésirable. Il en résulte que c'est la capacité de C_d qui doit être grande. Il est courant d'employer une valeur de 10 à 30 μF pour C_d et une résistance R_d de 500 à 10 000 Ω, selon la chute de tension admissible.

Push-pull et montage à symétrie complémentaire.

Comme dans les amplificateurs à lampes, on monte souvent en push-pull les étages de puissance à transistors. Un amplificateur B. F. ainsi conçu est représenté par la figure 7-50. Quand il fonctionne en classe A, le montage push-pull fournit le double de la puissance d'un étage équipé d'un seul transistor, avec une réduction considérable de la distorsion par harmonique

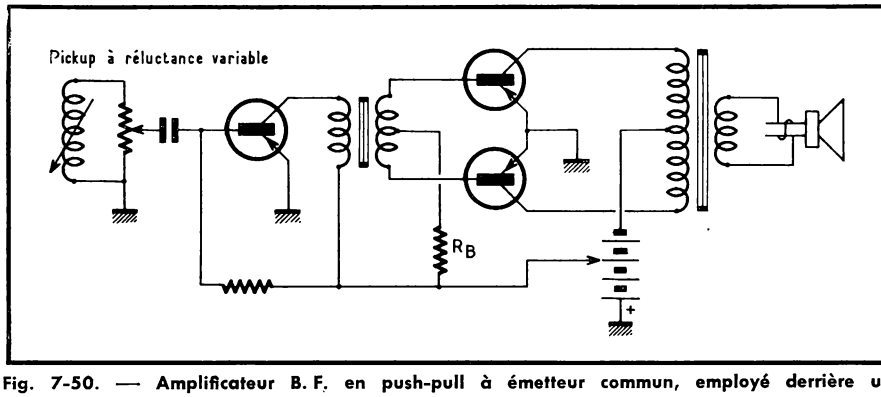


Fig. 7-50. — Amplificateur B. F. en push-pull à émetteur commun, employé derrière un reproducteur phonographique.

deux. En polarisant les transistors à la tension de coupure du courant de sortie, ou au voisinage de cette tension, on peut également les faire fonctionner en classe B. Chaque transistor est alors conducteur pour l'une des alternances du signal. Le fonctionnement en classe B permet d'obtenir, de transistors ayant des limites de dissipation données, de plus grandes puissances de sortie. Pour la valeur de pointe du signal d'attaque, le rendement est élevé, la conversion de puissance pouvant atteindre 65 %. De plus, en l'absence de signal d'attaque, le courant de repos est faible, puisque la polarisation est réglée au voisinage du point de coupure. Il en résulte que le montage en classe B fournit une puissance de sortie élevée avec un minimum de consommation, considération importante dans le cas d'une alimentation par batteries. Ce montage a contre lui un réglage délicat de la tension de polarisation, nécessaire si l'on veut éviter les distorsions qui se produisent au point de raccordement des deux caractéristiques. Une telle distorsion peut être réduite par l'emploi d'un étage d'attaque à basse impédance de sortie. Ce montage exige donc une étude technique soignée si l'on veut en obtenir de bons résultats.

La basse impédance d'attaque peut être obtenue, comme dans le cas de la figure 7-50, au moyen d'un transformateur à secondaire symétrique ayant un rapport abaisseur, adaptant l'étage d'attaque à l'entrée du push-pull. On peut aussi, comme le montre la figure 7-51, employer un étage d'attaque en

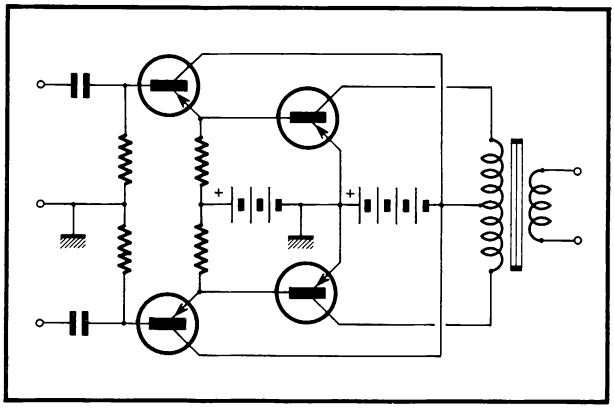


Fig. 7-51. — Montage push - pull classe B en émetteur commun avec étage d'attaque à basse impédance, monté en collecteur commun.

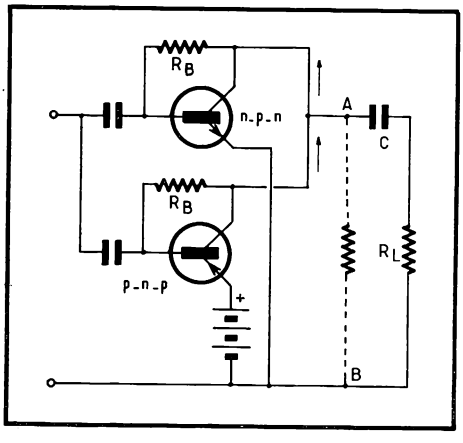


Fig. 7 - 52. — Amplificateur push-pull à symétrie complémentaire.

push-pull à collecteur commun, dont on met ainsi à profit la très basse impédance de sortie.

Un montage très intéressant, qui n'a pas d'équivalent exact dans les montages à lampes, est le montage à *symétrie complémentaire* dont une des formes est indiquée par la figure 7-52. Ce montage offre les avantages du push-pull tout en ayant une entrée et une sortie toutes deux asymétriques. Il est propre aux transistors en ce qu'il met à profit les caractéristiques symétriques des transistors à jonction *n-p-n* et *p-n-p*. Comme le montre la figure, un *n-p-n* et un *p-n-p* sont montés en série avec la batterie d'alimentation commune, et par conséquent traversés par le même courant continu; mais d'autre part, du point de vue des tensions alternatives du signal, l'entrée et la sortie les associent en parallèle. Quand aucun signal n'est appliqué à l'entrée commune, le courant continu positif *entrant* par le collecteur du transistor *n-p-n* est exactement égal au courant continu *sortant* par le collecteur du *p-n-p*, de sorte qu'une résistance de charge branchée entre les points A et B ne serait traversée par aucun courant. On peut par conséquent omettre cette résistance, puisqu'en quelque sorte, chacun des transistors forme, en courant continu, la charge de l'autre. Examinons maintenant ce qui se produit quand un signal alternatif est appliqué à l'entrée. Les deux tensions de base deviennent en même temps positives ou négatives par rapport aux émetteurs. Mais les actions exercées sur les deux transistors sont contraires. Une alternance positive tend à *accroître* le courant positif *entrant*

par le collecteur du *n-p-n*, et à *réduire* le courant *sortant* du collecteur du *p-n-p*, de sorte que dans ce cas, un courant pourrait circuler dans la résistance A B, et que ce courant serait la *différence* des deux courants de collecteur. (Autrement dit, le potentiel du point A oscille de part et d'autre de la tension de repos.) On peut comparer ce fonctionnement à celui d'un push-pull, et c'en est un en effet, mais qui ne nécessite pas de tensions d'attaque symétriques; dans un push-pull à lampes, par exemple, attaqué par un transformateur symétrique ou un étage inverseur de phase, la grille de la lampe 2 est rendue plus négative tandis que la grille de la lampe 1 est rendue plus positive. Il en résulte que le courant positif entrant par la plaque n° 1 augmente, et que le courant positif *entrant* par la plaque n° 2 diminue. Pour obtenir la *différence* entre les deux courants, il est nécessaire d'employer un transformateur de sortie symétrique, dans le primaire duquel les deux courants de plaques circulent en sens opposés. Dans le montage à transistors à symétrie complémentaire, la différence entre les deux courants

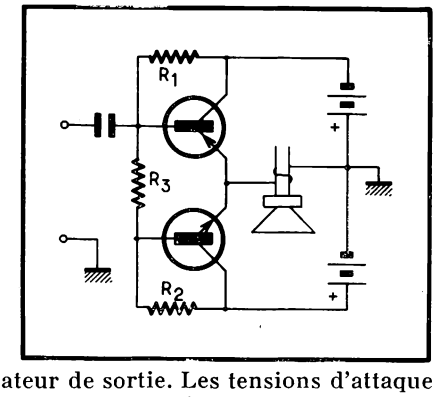


Fig. 7-53. — Etage classe B à symétrie complémentaire (émetteur commun).

est obtenue directement, sans transformateur de sortie. Les tensions d'attaque de phases opposées ne sont pas nécessaires parce qu'une tension positive appliquée à la base d'un transistor *n-p-n* produit le même effet qu'une tension négative sur celle d'un *p-n-p*, et vice versa.

Quand une tension d'attaque alternative est appliquée au montage de la figure 7-52, la tension de sortie est également alternative, de sorte qu'on peut lui faire traverser un condensateur (C sur le schéma) en série avec la charge R_L. Il n'est donc toujours pas nécessaire d'employer une résistance A B, d'où l'élimination des pertes qui s'y produiraient. Un avantage supplémentaire est l'obtention du fonctionnement en push-pull sans aucun des désavantages inhérents aux montages équilibrés. En ajustant la polarisation au voisinage du point de coupure, chaque transistor ne sera conducteur que pour l'une des alternances du signal, de sorte qu'on obtiendra un fonctionnement en classe B.

Quand la charge à laquelle est délivrée la puissance de sortie est la basse impédance d'une bobine mobile de haut-parleur, il est nécessaire que l'impédance de sortie de l'étage de puissance soit également très basse. On peut obtenir cette caractéristique en faisant usage d'un montage à symétrie complémentaire en collecteur commun, représenté par la figure 7-53. L'impédance de charge est alors branchée entre collecteurs et masse, comme il est normal dans un montage à collecteur commun. Les résistances R_1, R_2 et R_3 forment un diviseur de tension aux bornes de la source d'alimentation, et il est possible de choisir leurs valeurs de manière à obtenir un fonctionnement en classe B presque sans distorsion. La résistance R_3 est de valeur assez faible pour que sa présence ne cause pas de déséquilibre appréciable entre les deux transistors.

CHAPITRE VIII

GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS ET CIRCUITS DE COMMUTATION

Les ondes de formes non sinusoïdales, telles qu'impulsions, dents de scies, créneaux et analogues, ont une grande importance en électronique. Pour leur production, les tubes et les transistors servent généralement d'interrupteurs rapides plutôt que d'amplificateurs, et on cherche plutôt à produire des distorsions qu'à les éviter. Il existe dans ce domaine un nombre considérable de schémas correspondant à diverses fonctions.

Circuits simples pour la formation d'impulsions.

Les circuits représentés par la figure 8-1 peuvent servir à obtenir des tensions de sortie proportionnelles à la pente (dérivée) de l'onde d'entrée.

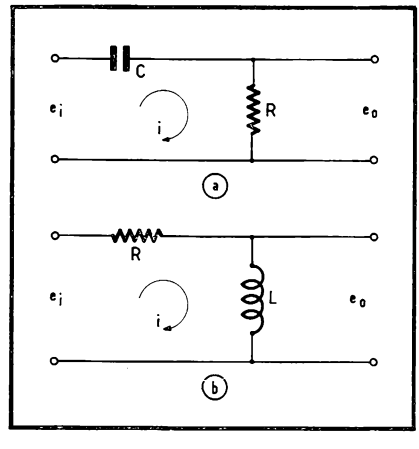


Fig. 8-1. — Circuits différentiateurs.

Leur fonctionnement est illustré par les figures 8-2 *a* et *b*, où l'on voit comment une tension en dents de scie est déformée pour produire une série d'impulsions rectangulaires, positives quand la pente de la tension d'entrée est ascendante, négatives quand elle est descendante.

Le fonctionnement de ces circuits apparaît déjà plus clairement si on considère les figures 8-2 *c* et *d*, où l'on voit une onde de forme carrée transformée en une série d'impulsions brèves produites uniquement pendant le temps des montées et des descentes. Théoriquement, les impulsions devraient avoir une hauteur infinie, puisque la pente des ondes carrées est infinie; mais les caractéristiques des circuits imposent des limitations —

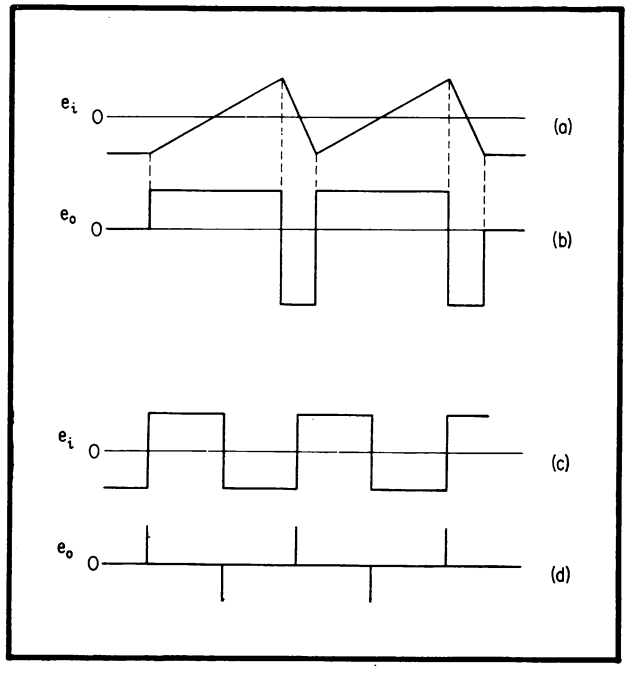


Fig. 8-2. — Fonctionnement du circuit. En a, l'onde d'entrée ; en b, tension de sortie proportionnelle à la dérivée de l'onde d'entrée ; en c et d, tension de sortie proportionnelle pour une onde d'entrée de forme carrée.

notamment le fait qu'une tension ne peut jamais croître à une vitesse infinie dans un circuit comportant R, C et L, d'où résulte la forme plus réelle indiquée par la figure 8-3.

Des circuits de ce genre sont couramment employés pour trier des ondes ayant une pente bien définie, ou pour remettre en forme des impulsions ayant subi des distorsions, et ce généralement en association avec des lampes ou des transistors.

Supposons que, dans le cas du schéma *a*, figure 8-1, la réactance du condensateur C soit grande (donc la capacité petite), de sorte que le courant *i* soit principalement déterminé par X_C, et non par R. Si la réactance de C est le facteur prédominant, alors R doit être petite; soit :

$$\frac{1}{\omega C} > R, \quad \frac{1}{2\pi f} > R\,C, \quad \text{et} \left(\frac{1}{f} = T\right) > 2\pi\,R\,C,$$

ce qui amène à cette remarque d'ordre général que le produit R C (ou constante de temps) est petit par rapport à la période T de l'onde appliquée.

La charge du condensateur est proportionnelle à la tension appliquée, et par suite le mode de variation de cette charge, c'est-à-dire le courant, est proportionnel à celui de la tension. Dans ce cas, la tension de sortie e_{out} est égale à i R, d'où nous concluons que, compte tenu de $1/\omega$ C, la tension de sortie sera proportionnelle à la pente (ou dérivée) de la tension d'entrée, et que l'on obtiendra les résultats représentés par la figure 8-2.

Si une onde carrée à 1000 Hz est appliquée, le produit R C doit être petit par rapport à 1000 μs, période de l'onde carrée.

On peut fixer des valeurs d'ordre pratique en prenant pour la constante de temps R C $=$ 50 $\times$ 10^{-6}, ce qu'on peut obtenir pour R $=$ 100 000 Ω et C $=$ 500 $\mu\mu$F. La valeur de R C est alors égale à 1/20 de la période de l'onde.

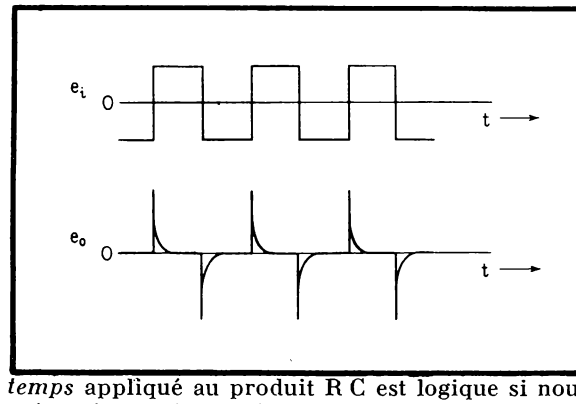


Fig. 8-3. — Forme réelle des signaux de sortie du circuit de la figure 8-1 a.

Le terme de *constante de temps* appliqué au produit R C est logique si nous nous référons à la dernière équation ci-dessus. Nous y trouvons R C associé au temps, et l'expression de T s'effectue bel et bien en secondes, pour R en ohms et C en farads. Si C est en microfarads, l'unité de temps devient la microseconde. Ce temps est réellement celui qu'il faut pour que la charge de C à travers R atteigne 63 % de sa valeur finale, de sorte que la constante de temps d'un circuit est un chiffre qui le définit efficacement, car il est la mesure de la lenteur relative qu'une charge met à s'y accumuler. Si le temps écoulé est égal à quatre fois la constante de temps, la charge atteint 98 % de sa valeur entière.

Le montage 8-1 *b* peut donner un résultat analogue, parce que la tension aux bornes d'une inductance est proportionnelle à la variation du courant. Du fait qu'il n'est pas possible de réaliser une inductance pure, le fonctionnement est moins bon que celui du circuit R C, de sorte que la version R L est rarement employée.

Il est à remarquer que le montage 8-1 *a* est celui de la liaison à résistances-capacité employée dans les amplificateurs; or, dans ce cas, on désire le moins de distorsion possible de l'onde d'entrée. Il est donc intéressant de se demander sous quelles conditions la distorsion cesse de se produire, c'est-à-dire à quel moment on réalise une liaison correcte. On peut facilement le préciser.

Si la réactance de C est supposée négligeable par rapport à R, on obtiendra le résultat désiré. Pour que sa réactance soit petite, C doit avoir une grande capacité, donc le produit R C doit être grand par rapport à la période de la plus basse fréquence à transmettre. Pour la *différentiation,* c'est-à-dire la réponse proportionnelle à la pente définie plus haut, R C doit être petit. Pour réaliser une liaison B. F. sans distorsion, R C doit être grand.

Les schémas de la figure 8-4 sont des circuits *intégrateurs,* c'est-à-dire réalisant l'inverse de ce qu'accomplissent les *différentiateurs* de la figure 8-1. Ils servent en effet à obtenir une tension de sortie proportionnelle à la charge du condensateur, donc à l'intégrale de l'onde d'entrée. La sorte de distorsion qui se produit dans un tel circuit est souvent utile, par exemple lorsque dans un montage de télévision on trie les tops de synchronisation d'images et de lignes, soit des impulsions longues et brèves arrivant ensemble.

En *a*, figure 8-4, la tension aux bornes de C est proportionnelle à la charge *q* du condensateur, elle-même égale à la somme de tous les courants reçus par le condensateur dans un laps de temps donné. Si X_C est petite, donc C grande, la valeur de *i* est fixée par celle de R, et :

$$i = \frac{e_i}{R}$$

Donc la charge du condensateur, et partant la tension de sortie, est proportionnelle à la somme des courants reçus par C. Cela implique une valeur de constante de temps R C élevée.

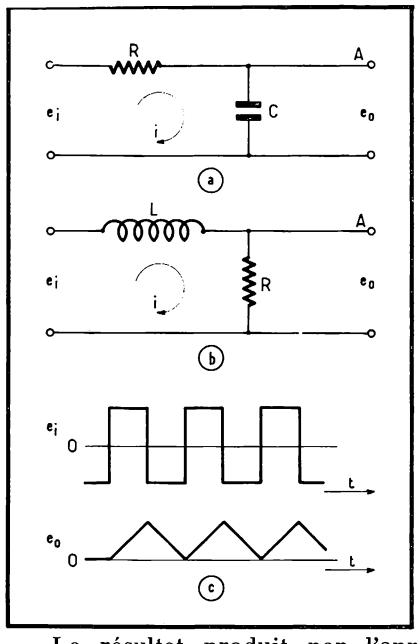


Fig. 8-4. — Circuits intégrateurs (a et b). En c, forme d'onde résultante à la sortie du circuit a.

Le résultat produit par l'application d'une onde carrée est représenté par la figure 8-4 *c*. La tension de sortie part de zéro et croît de manière uniforme quand la tension d'entrée est constante, c'est-à-dire que la charge de C subit un accroissement constant. Quand la tension d'entrée s'inverse, la charge décroît, ou autrement dit change de signe, ce qui fait que l'onde de sortie est de forme triangulaire. L'amplitude de celle-ci est évidemment proportionnelle à la durée de l'impulsion d'entrée, des impulsions longues produisant une tension de sortie plus élevée. C'est ce qui explique pourquoi on peut employer ce montage au tri d'impulsions de durées différentes.

Le schéma *b* peut donner des résultats similaires, mais, pour les mêmes raisons que plus haut, son fonctionnement est moins satisfaisant, par suite de la résistance toujours présente dans un bobinage.

Restitution de composante continue. Diode de niveau.

Il peut être utile d'introduire dans une onde une composante continue, ou de fixer un axe de zéro à un niveau déterminé, après que cette onde a traversé un amplificateur à liaison R C, qui lui a fait perdre le sien. Cette

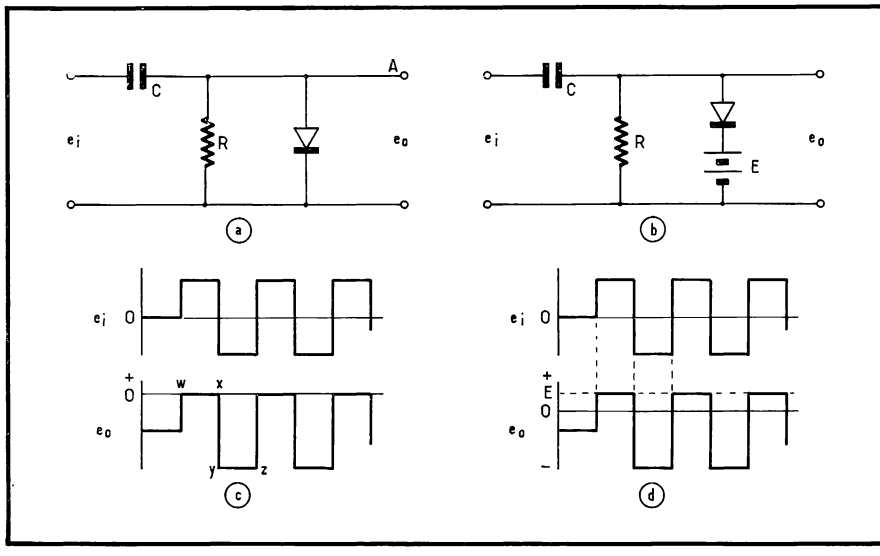


Fig. 8-5. — En a, **alignement au niveau zéro ; en** b, **alignement au niveau + E ; en** c, **effet de** a ; **en** d, **effet de** b.

opération peut être accomplie par une diode à vide ou une diode à cristal dans des montages comme ceux de la figure 8-5. La résistance directe de la diode doit être petite par rapport à R, ce qui est particulièrement bien réalisé avec les diodes à cristal.

Le circuit R C doit avoir une constante de temps assez longue, de façon que C conserve sa charge pendant la durée de plusieurs périodes. Quand une alternance négative apparaît en A, la diode n'est pas conductrice, et le signal est transmis à la sortie. Mais supposons qu'à l'instant W (fig. 8-5 *c*) ce point devienne positif : la diode devient conductrice et court-circuite le point A à la masse. Toute la tension appliquée à l'entrée apparaît alors aux bornes de C, qui se charge rapidement à ce potentiel. Au moment X, la tension du signal d'entrée tombe, mais non le potentiel aux bornes de C, qui ne peut se décharger rapidement à travers R, dont la valeur est élevée. Mais la tension de sortie tombe en Y. Si R C est suffisant pour empêcher que le condensateur ne se décharge d'une manière appréciable pendant l'intervalle Y Z, l'onde de sortie est semblable à l'onde d'entrée, revenant à son point zéro quand l'anode de la diode devient positive. Mais les sommets sont fixés à ce niveau, ils sont alignés, ou autrement dit, une composante continue a été ajoutée au signal et fixée à un niveau déterminé.

Le schéma *b* montre une diode polarisée de manière à rendre sa cathode positive, de sorte qu'elle ne peut devenir conductrice que lorsque la tension d'entrée dépasse la valeur de la polarisation. L'axe de zéro est ainsi fixé à un niveau qui dépend de la tension de polarisation.

L'espace grille-cathode d'une lampe (par exemple une triode) constitue une diode, de sorte que si le circuit de grille a une constante de temps importante, un effet d'alignement pourra s'y produire de la même manière, suivi de l'amplification procurée par la lampe. C'est de la sorte que fonctionne une détectrice par la grille, la composante continue réintroduite dans le signal étant modulée par le signal B. F.

On se sert de dispositifs de cette espèce pour fixer, dans un signal de télévision, la composante continue à un potentiel équivalant au niveau du

noir (fig. 8-6). Cela évite que la teinte moyenne de l'image dépende du niveau du signal.

Ecrêtage.

Il est possible d'éliminer des portions indésirables d'une onde au moyen d'un autre montage à diode que représente la figure 8-7. Supposons que l'on désire éliminer toutes les portions positives du signal appliqué au-dessus du niveau E. On peut à cette fin se servir du montage *a*. Dès que la tension d'entrée dépasse la valeur de la polarisation égale à E, la diode devient conductrice et court-circuite tout ce qui dépasse ce niveau. Quand la tension décroissante revient au niveau E, la diode cesse d'être conductrice, et le reste de l'onde passe sans altération.

La résistance R doit être grande en comparaison de la résistance directe de la diode, et on préfère pour cet usage les diodes à cristal. Dans le cas où ce dispositif est placé à la sortie d'une pentode, la résistance peut être omise, la haute résistance interne de la lampe en tenant lieu. Si l'on inverse la polarisation, on peut écrêter les alternances négatives de l'onde d'entrée (schéma et graphique *b*). Enfin, l'emploi de deux diodes et de deux tensions

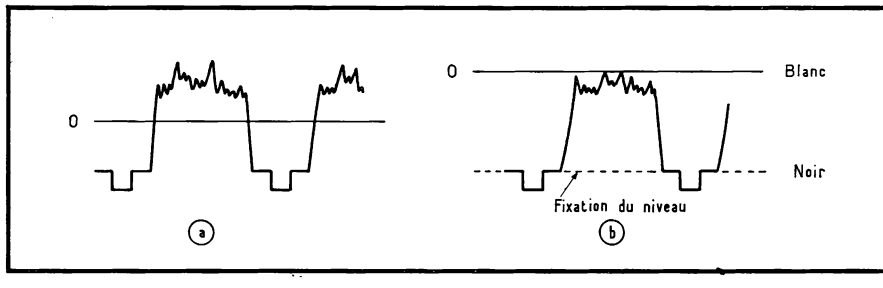


Fig. 8-6. — En a, signal de télévision à la sortie d'un amplificateur à liaison R C. En b, signal avec restitution de composante continue au niveau du noir.

de polarisation permet d'écrêter les deux alternances. En écrêtant une sinusoïde à un niveau assez bas, on obtient de la sorte une forme d'onde assez proche d'un signal carré.

On voit sur la figure 8-8 une triode écrêteuse dont l'espace grille-cathode sert de diode. Elle élimine les alternances positives de l'onde, limitant le signal au niveau zéro de ce côté. D'autre part, la lampe écrête les alternances négatives au niveau dépassant son recul de grille. Pour obtenir un écrêtage symétrique, la polarisation E_{cc} doit être ajustée à mi-chemin entre zéro et le point de coupure. La résistance R doit être assez grande pour que celle de l'espace grille-cathode, qui peut être estimée à quelques milliers d'ohms, soit petite en comparaison.

Tension de balayage des oscillographes.

Dans un oscillographe cathodique, le faisceau électronique doit tracer sur l'écran les formes d'ondes à examiner, c'est-à-dire leur déroulement par rapport au temps. A cette fin, l'onde étudiée est appliquée aux plaques produisant le balayage vertical (*y*) de l'écran, cependant qu'à celles qui pro-

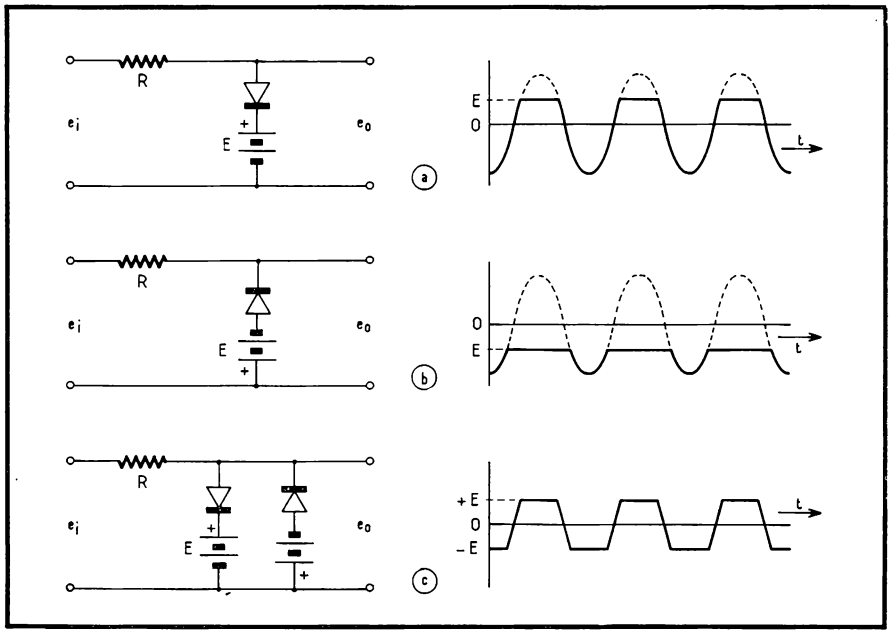


Fig. 8-7. — Circuits écrêteurs.

voquent le balayage horizontal (x), on applique une tension qui croît uniformément par rapport au temps. Cette tension est la tension de balayage proprement dite, et sa forme est généralement celle d'une onde en dents de scie, telle que la représente la figure 8-9 *a*. Pendant la montée O A, le spot se déplace sur toute la largeur de l'écran. A l'instant A, la tension retombe brusquement au potentiel 0, le spot retourne à son point de départ, et le cycle se reproduit. Si la montée de la dent de scie n'est pas parfaitement linéaire (fig. 8-9 *b*), qualité dont l'obtention offre certaines difficultés techniques, l'onde étudiée paraîtra comprimée à une extrémité, par suite d'une déformation de l'échelle des temps.

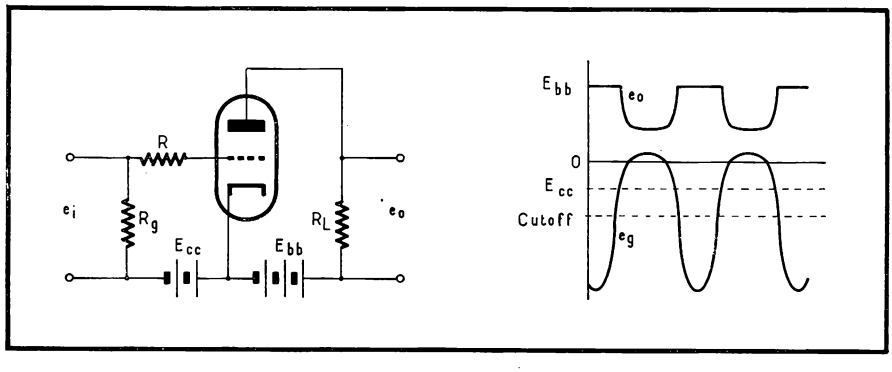


Fig. 8-8. — Ecrêtage par triode.

La figure 8-10 montre un montage simple permettant l'obtention d'une tension en dents de scie. Il fait usage d'une triode à gaz, ou *thyratron*, dont la caractéristique principale est de ne devenir conductrice qu'au moment où sa tension d'anode atteint un potentiel minimum (tension d'amorçage). Dès ce moment, un courant de forte intensité traverse la triode, et ne cesse que lorsque la tension d'anode est retombée à un potentiel beaucoup plus bas (tension d'extinction). La tension d'amorçage dépend du potentiel de grille. Si celle-ci est rendue plus négative, la conduction ne se produit que pour un potentiel d'anode plus élevé.

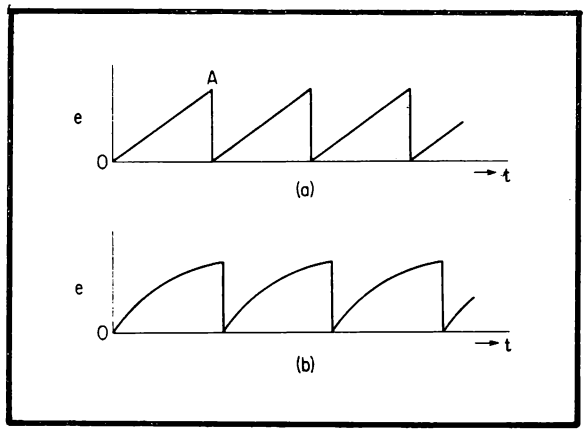


Fig. 8-9. — Ondes en dents de scie. En a, linéarité parfaite ; en b, effet d'un fonctionnement non linéaire.

Dans le circuit d'anode, on charge un condensateur à travers une résistance R. La tension d'anode croît progressivement à mesure que le condensateur se charge, et constitue la montée de la dent de scie. Quand cette tension atteint une certaine valeur, soit au point A, le thyratron s'amorce et débite un courant intense, ce qui décharge brusquement le condensateur. La tension aux bornes de celui-ci atteint rapidement une valeur très basse, qui provoque l'extinction du thyratron. A ce moment, le condensateur commence à se charger de nouveau à travers R, amorçant la montée d'une nouvelle dent de scie.

On voit sur le schéma qu'un commutateur permet de choisir plusieurs capacités différentes, ce qui permet d'obtenir des dents de scie de différentes durées. En outre, la résistance R est variable, afin de parfaire l'ajustage du temps de balayage en faisant varier le temps de charge.

La variation du potentiel aux bornes d'un condensateur qu'on charge n'est pas en réalité linéaire. Elle suit une progression exponentielle d'expression $E_{bb}\,\varepsilon^{-t/RC}$, d'où il résulte que seule une petite portion, au début de la charge, correspondant à une tension faible par rapport à E_{bb}, est approximativement linéaire et utilisable pour le balayage, ce qui fait qu'on doit généralement l'amplifier pour que celui-ci soit suffisant.

Les thyratrons ont le défaut d'une certaine inertie qui limite leur fonctionnement à des fréquences de l'ordre de 20 à 40 kHz. Il existe des montages employant des tubes à vide, et basés sur des principes analogues, qui permettent des fréquences de balayage plus élevées.

Synchronisation du balayage.

Un signal peut être appliqué au thyratron entre les points *xx* (fig. 8-10) pour bloquer le balayage à la fréquence de l'onde qu'on veut observer sur

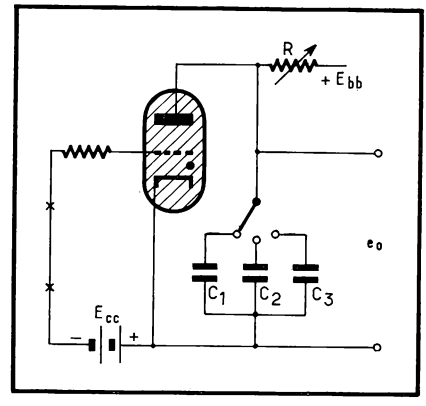


Fig. 8-10. — **Générateur de balayage simple.**

l'écran. Cette tension de synchronisation modifie périodiquement d'une petite quantité la valeur de la tension d'amorçage du thyratron. On commande ainsi le moment où s'effectue le retour du balayage, de manière qu'il se produise toujours au même moment, qui correspond à la tension de crête positive du signal appliqué à la grille. On peut d'ailleurs synchroniser le balayage à un rythme moins rapide, par exemple en ne déclenchant l'amorçage du thyratron que toutes les deux ou trois périodes du signal examiné, ou à tout autre moment choisi de manière à observer sur l'écran un plus ou moins grand nombre de périodes successives de l'onde.

Autres circuits de balayage.

Si l'on pouvait rendre constant le courant de charge du condensateur, la variation du potentiel à ses bornes serait linéaire dans le temps. Le courant

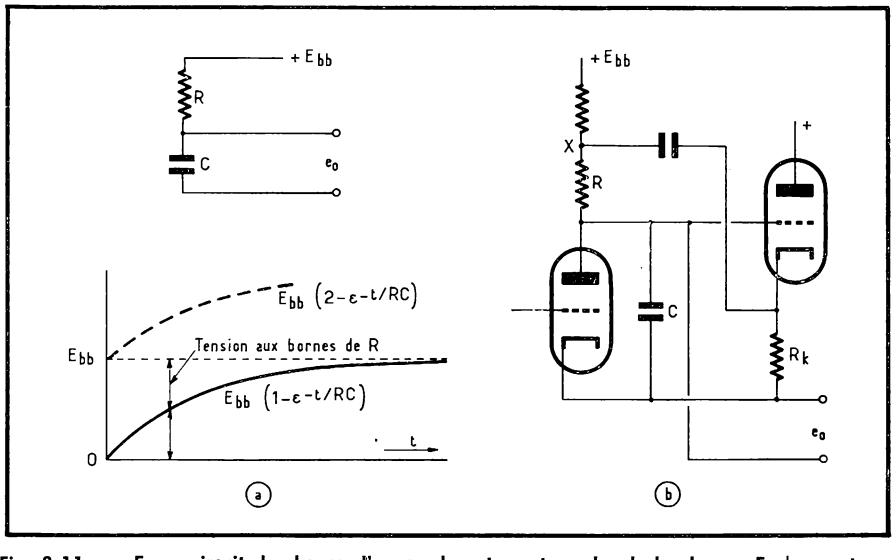


Fig. 8-11. — **En a, circuit de charge d'un condensateur et courbe de la charge. En b, montage « bootstrap ».**

de plaque d'une pentode étant à peu près indépendant de la tension appliquée à cette électrode, on peut obtenir l'effet désiré en branchant une pentode en série avec R.

Un autre montage permettant d'obtenir un balayage plus linéaire est le « bootstrap » (fig. 8-11). La courbe montre que si le courant de charge décroît, c'est que la tension aux bornes de R diminue à mesure que la charge croît, selon la loi exponentielle définie plus haut. Dans le montage en question on fait appel, pour la linéarisation, à une contre-réaction à laquelle est affectée une lampe spéciale à charge cathodique. On obtient une amélioration considérable, mais non la perfection, parce que le gain d'une lampe à charge cathodique est inférieur à l'unité.

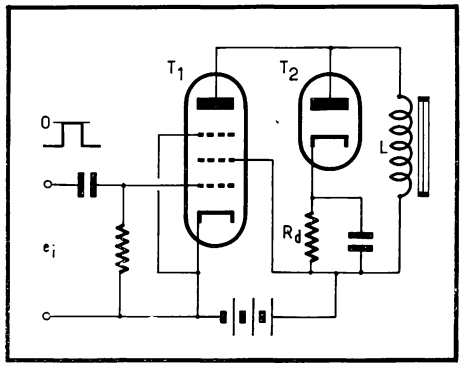


Fig. 8-12. — Montage pour l'obtention d'un balayage linéaire.

D'autres montages sont spécialement destinés au balayage des tubes à déflexion magnétique. Le bobinage qu'on voit sur la figure 8-12, qui peut être l'enroulement de déflexion situé sur le col du tube, est parcouru par un courant à progression exponentielle, et, en n'utilisant que l'intervalle de temps pendant lequel le courant est faible, on peut obtenir une bonne linéarité. Le courant est donné par l'expression :

$$i = \frac{E_{bb}}{R_L + r_b}\left[1 - \varepsilon^{-(R_L + r_b)\, t/L}\right]$$

dans laquelle r_b est la résistance en courant continu de la lampe employée, dans la zone de fonctionnement. Si L a une valeur élevée par rapport à la somme des résistances R_L et r_b, la première étant la résistance du bobinage, le courant de balayage sera presque parfaitement linéaire pendant environ les premiers 5 % du temps de montée. Cela implique que la constante de temps $L/(R_L + r_b)$ soit grande par rapport à une période du balayage.

Pour arrêter le balayage, le tube T 1 est brusquement amené au point de coupure par l'onde carrée qui forme sa tension d'attaque. Pendant la conduction, la tension inductive dans le bobinage a été de sens tel que la diode T 2 ne soit pas conductrice. Au moment où T 1 cesse de débiter, le courant dans la bobine commence à décroître, et la tension à ses bornes s'inverse, de sorte que la diode débite et court-circuite la bobine. L'énergie emmagasinée dans le champ magnétique de L est alors rapidement dissipée dans la résistance R_d et la résistance interne de la diode, de sorte que le courant s'annule immédiatement. La valeur de la résistance est choisie de manière à étouffer rapidement les oscillations qui pourraient se produire et à arrêter le courant dans la bobine, sans néanmoins dépasser le courant de pointe que peut supporter la diode.

L'onde carrée d'attaque provient généralement d'un oscillateur synchronisé par le signal à observer. Dans le cas d'un téléviseur, on emploie à cette

fin les impulsions de synchronisation de balayage horizontal (lignes) extraites du signal. Il faut en effet que le balayage soit en parfait synchronisme avec l'image à reproduire.

Oscillateur bloqué.

L'oscillateur bloqué (fig. 8-13) est un montage destiné à produire de brèves impulsions séparées par un espace de temps précis. L'inductance L_1 est accordée par C, qui peut être un condensateur, mais est le plus souvent la capacité parasite du bobinage. Ce circuit oscillant à faible C doit aussi posséder une résistance propre considérable que l'on obtient en réalisant le bobinage en fil très fin, de sorte que le Q obtenu est très bas. Un couplage serré est réalisé entre les enroulements L_1 et L_2, de sorte qu'un très petit changement de courant plaque induise une grande tension dans l'enrou-

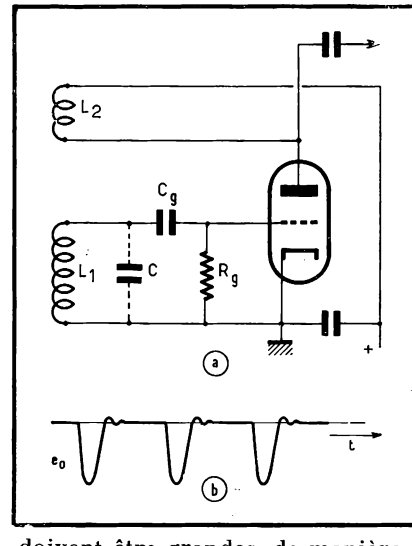


Fig. 8-13. — En a, oscillateur bloqué. En b, onde de sortie.

lement de grille. Les valeurs de C_g et R_g doivent être grandes, de manière à obtenir une constante de temps $R_g C_g$ longue par rapport à la durée de l'impulsion à produire. En fait, l'espacement entre les impulsions sera approximativement égal à la valeur de la constante de temps.

Quand la tension induite dans L_1 rend la grille positive, C_g se charge grâce aux électrons attirés par la grille. Une grande oscillation de la tension de sortie se produit, du fait que le courant de plaque est d'abord amené à une valeur maximum considérable par la tension positive de la grille; mais celle-ci est bientôt amenée au point de coupure par la charge négative de C_g, et le courant de plaque est alors interrompu.

A cause de la valeur élevée de R_g, le condensateur ne peut se décharger rapidement. Par contre, la charge est très rapide, par suite du peu de résistance de l'espace grille-cathode, qui peut être de l'ordre de 1000 Ω. Il en résulte que la durée de l'impulsion est brève. Quand le courant de plaque est interrompu, le circuit oscillant se trouve isolé, et une petite oscillation peut se produire, comme on le voit en *b*, mais cette oscillation est aussitôt étouffée par le faible Q du circuit.

La grille reste négative au-delà du point de coupure pendant le temps nécessaire à une décharge suffisante de C_g à travers R_g. Dès que ce point est

atteint et que la triode peut débiter un courant de plaque, ce courant induit de nouveau une tension positive appliquée à la grille, ce qui provoque un accroissement très rapide du courant de plaque. Une nouvelle impulsion prend naissance, et le cycle complet se répète.

La constante de temps de $C_g R_g$ permet d'agir sur l'intervalle séparant les impulsions. On peut faire suivre le montage d'un écrêteur prélevant uniquement les sommets des impulsions pour disposer d'elles comme signaux de marquage, etc.

On observe quelquefois dans les oscillateurs des « blocages » que, d'après ce qui vient d'être expliqué, on peut facilement attribuer à une constante de temps trop élevée des éléments R C du circuit de grille.

Bascule d'Eccles-Jordan.

Ce montage, dit encore « flip-flop » ou multivibrateur bistable, est très employé en électronique, dans les calculatrices et les compteurs. Il réalise deux états stables où l'une des triodes est conductrice tandis que le courant plaque de l'autre est coupé. En dehors de ces états, il est très instable, de sorte que, placé dans la condition intermédiaire, il retombe de lui-même aussitôt dans l'un ou l'autre. Les tensions aux points A et B (fig. 8-14) montent ou tombent d'une manière presque instantanée, et peuvent servir à commander des dispositifs de comptage ou de commutation.

Pour expliquer le fonctionnement, supposons d'abord que les deux triodes aient des courants de plaque exactement égaux. Une légère variation d'émission cathodique ou quelque autre cause accidentelle peut augmenter momentanément le courant de plaque de T 1. Il en résultera une baisse de la tension au point A, ce qui rendra la grille de T 2 plus négative. Ce changement à son tour causera une diminution du courant de plaque de T 2, d'où une augmentation de la tension du point B. Or, si le point B devient plus positif, la grille de T 1 le devient elle aussi, et le courant de plaque de T 1 augmente encore. Cet examen point par point du processus nous montre que toute différence entre les deux potentiels de plaques se traduira par l'effet déjà énoncé, savoir que l'une des deux lampes débitera son courant plaque maximum et que l'autre sera complètement bloquée. L'égalité des deux tensions anodiques est donc un état essentiellement instable.

Si T 1 est conductrice et T 2 bloquée, donc l'un des états stables, et que l'on applique à la borne 1 une impulsion rendant la grille négative, et d'amplitude suffisante pour ramener le courant de plaque de T 1 à une valeur dépassant légèrement celle qui correspond à l'état d'égalité défini plus haut, le montage basculera vers son second état stable, c'est-à-dire T 2 conductrice et T 1 bloquée. Une impulsion appliquée alors à la grille de T 2 ramènerait le montage à son premier état stable, etc.

Les condensateurs C_2 sont généralement ajoutés au montage afin d'accélérer la réponse aux impulsions brèves, en permettant un passage rapide des charges à la capacité grille-cathode des lampes. Autrement, la capacité interne devrait se charger à travers R_2, ce qui demanderait un temps assez long pour empêcher le montage de « répondre » à une impulsion très courte. Avec les condensateurs C_2, on peut obtenir le basculement pour des impulsions d'une microseconde et moins. La constante de temps de $R_2 C_2$ doit être assez grande par rapport à la durée d'une impulsion, de sorte que la tension de l'impulsion produise tout son effet sur la grille de l'autre lampe. Pour les doubles triodes de modèles courants, C_2 peut avoir une valeur de l'ordre de 50 à 100 $\mu\mu$F.

On peut également se servir de pentodes en employant les circuits $R_2 C_2$ à commander les tensions d'écrans. Cela laisse les grilles de commande libres

pour les impulsions de déclenchement, et on constate alors que les deux grilles peuvent être attaquées en parallèle par des impulsions négatives. Les différences initiales de tension sur les condensateurs C_2 lorsqu'un des tubes était bloqué et que l'autre débitait sont suffisantes pour déséquilibrer le fonctionnement du circuit et provoquer le déclenchement, bien que les deux soient attaqués ensemble par les mêmes impulsions négatives.

Il faut un très petit intervalle de temps après l'application d'une impulsion pour que la conduction passe d'un tube à l'autre, et si une autre impulsion arrive dans l'intervalle, elle ne produira pas d'effet. On dit que les deux impulsions sont trop rapprochées pour qu'on puisse en obtenir la *résolution.*

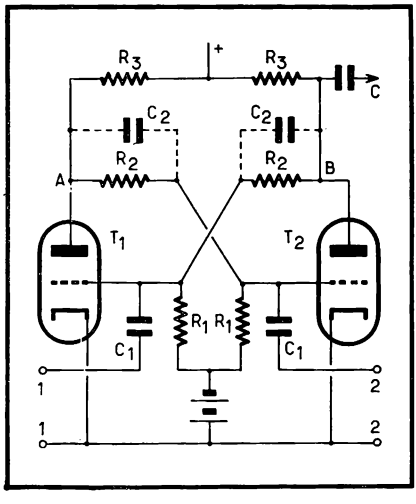


Fig. 8 - 14. — Bascule d'Eccles - Jordan (flip-flop).

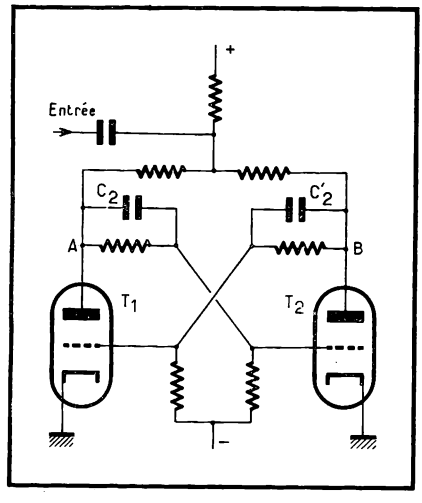


Fig. 8-15. — Déclenchement par l'anode.

L'un des usages du montage est de reformer des impulsions qui ont subi une distorsion. Pour chaque impulsion appliquée, une onde carrée apparaît entre A et B, quelle que soit la forme de l'impulsion. L'onde carrée de sortie peut être appliquée à un circuit tel que celui de la figure 8-1 pour obtenir des impulsions positives et négatives. On peut ensuite éliminer les impulsions de l'une des deux polarités par le passage à travers un redresseur. On obtient ainsi pour chaque impulsion d'entrée déformée une nouvelle impulsion de forme correcte. S'il s'agit d'impulsions captées, le bruit de fond est également éliminé par ce processus.

Des impulsions successives de même polarité peuvent servir à provoquer le déclenchement du montage de la figure 8-15. Si une impulsion négative assez grande est appliquée par la borne d'entrée aux deux anodes, la tension anodique peut être abaissée suffisamment pour interrompre le courant de plaque des deux tubes et rendre égales les tensions en A et B, quelles que soient leurs valeurs initiales. Au départ, cependant, les condensateurs C_2 et C'_2 n'étaient pas également chargés, parce que, par exemple, T 1 débitait et T 2 était bloqué, position dont il résultait que la tension aux bornes de C_2 était beaucoup plus basse que celle aux bornes de C'_2, le potentiel en A étant inférieur au potentiel en B. Cela signifie que C_2 va se décharger plus vite que C'_2, et que la grille de T 2 va atteindre le seuil de conduction avant celle de T 1. Un basculement va donc avoir lieu, rendant T 2 conducteur et blo-

quant T 1. Donc, le déclenchement peut facilement être produit par des impulsions négatives appliquées à la connexion commune aux deux anodes. Des impulsions positives n'ont que très peu d'effet et ordinairement on ne s'en sert pas.

Echelles.

La figure 8-16 montre l'association de deux montages du type précédent. Supposons que les triodes T 1 et T 3 soient bloquées, et que T 2 et T 4 débitent. L'application d'une impulsion négative à l'entrée va faire basculer la première paire : T 1 va débiter et T 2 se bloquer. Cela transmettra à la deuxième paire une impulsion positive qui ne produira pas d'effet. Mais si une autre impulsion négative est appliquée à l'entrée, T 2 redeviendra con-

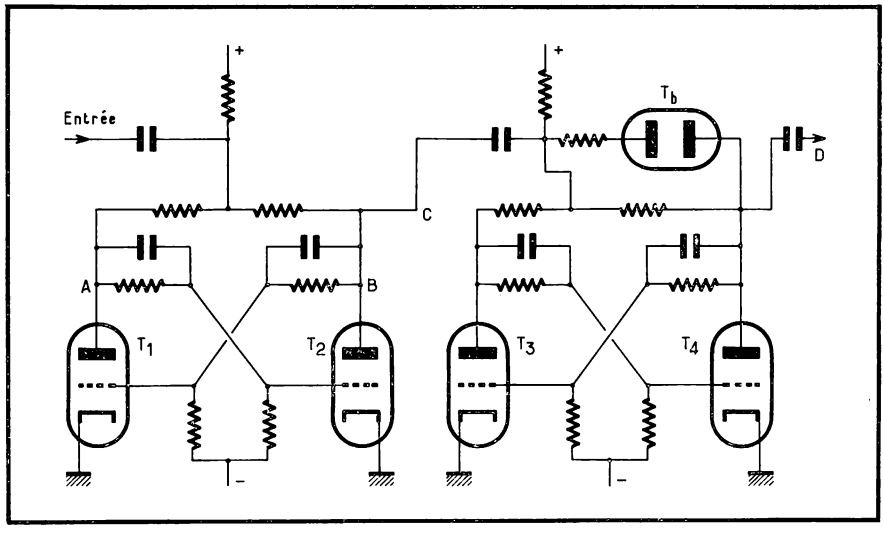


Fig. 8-16. — Association des deux montages précédents. (Echelle de 4.)

ductrice et T 1 se bloquera, ce qui cette fois fera apparaître en C une impulsion négative. Donc, on le voit, une impulsion négative apparaît à la sortie toutes les *deux* impulsions appliquées à l'entrée.

L'impulsion négative de sortie appliquée à la seconde paire rendra T 3 conductrice et bloquera T 4, ce dont résultera une impulsion positive à la sortie. En même temps, le tube au néon T_b aux bornes de la résistance de plaque de T 4 sera éteint.

Par le même raisonnement que plus haut, on peut arriver à la conclusion qu'en D apparaîtra une impulsion négative toutes les *quatre* impulsions négatives appliquées à l'entrée. On réalise ainsi une sorte de démultiplication à une échelle qui dépend du nombre de tubes groupés. Une paire réalise une échelle de deux, deux une échelle de quatre. Une paire additionnelle au groupe du schéma réalisera une échelle de huit. Par l'emploi judicieux de circuits de contre-réaction, on peut obtenir que des tubes se déclenchent hors de cet ordre, de manière à transformer une échelle de seize en une échelle de dix, ou circuit à décade, qui reçoit d'importants emplois dans les dispositifs de comptage rapide.

Multivibrateurs.

Si on enlève au montage d'Eccles-Jordan une résistance R_2 et qu'on ajoute une polarisation, on obtient un multivibrateur *monostable* ou à une impulsion. Si on enlève les deux résistances R_2 mais qu'on laisse les condensateurs, on obtient un multivibrateur à oscillation libre. Le nom de multivibrateur vient de ce qu'en raison des formes d'ondes produites, un tel montage produit un grand nombre d'harmoniques.

La figure 8-17 montre ces deux montages. Le montage *a* n'a qu'une position de stabilité, celle où T 1 est bloquée et T 2 conductrice. Une impulsion positive appliquée à T 1 rend cette triode conductrice et bloque T 2, mais après un temps pendant lequel C_2 se décharge à travers R_1, l'ensemble revient à son état primitif de stabilité en attendant une autre impulsion.

L'impulsion positive appliquée à T 1 la rend conductrice et fait tomber le potentiel au point X, d'une valeur qui peut être de plusieurs centaines de volts. Comme C_2 ne peut se décharger rapidement, la tension à ses bornes demeure constante. Si la tension en X est tombée de + 300 V à + 25 V, soit une différence de 275 V, le point Z, originairement au potentiel de la cathode, doit aussi tomber de 275 V pour que la tension aux bornes de C_2 demeure constante au moment où T 1 se débloque. Cela signifie que la grille de T 2 passe de zéro à — 275 V, et que la lampe se bloque. Alors le conden-

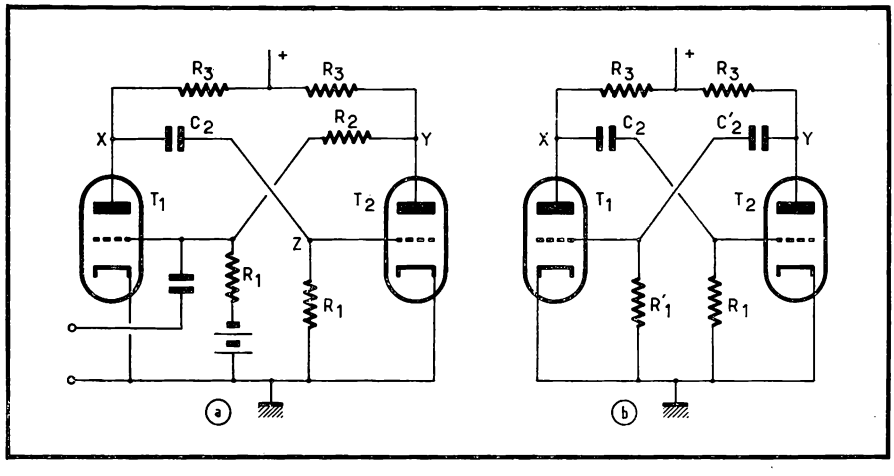


Fig. 8-17. — En a, univibrateur ; en b, multivibrateur.

sateur C_2 commence à se décharger, et Z monte vers zéro. Quand sa tension dépasse le point de coupure de T 2, cette lampe débite du courant, ce qui abaisse le potentiel en Y et celui de la grille de T 1, qui bientôt se rebloque, ce dont il résulte que l'ensemble revient rapidement à son état initial, soit T 2 conductrice et T 1 bloquée.

Les formes d'ondes de la figure 8-18 illustrent ce fonctionnement, et montrent les signaux disponibles à la sortie plaque de T 2. Si l'on fournit à la grille de T 2 une tension de polarisation positive, un fonctionnement plus précis sera obtenu, du fait que e_{c2} approche du point de coupure de façon plus abrupte et déclenche T 1 plus nettement.

En faisant passer la tension de sortie de T 2 à travers un circuit de

mise en forme du type de la figure 8-1, on peut obtenir une paire d'impulsions très aiguës. L'impulsion négative est retardée constamment d'une valeur Δt secondes par rapport à l'impulsion positive, ce qui peut fournir un étalon de temps à certains montages. Ce montage peut également servir à la remise en forme d'impulsions d'entrée déformées.

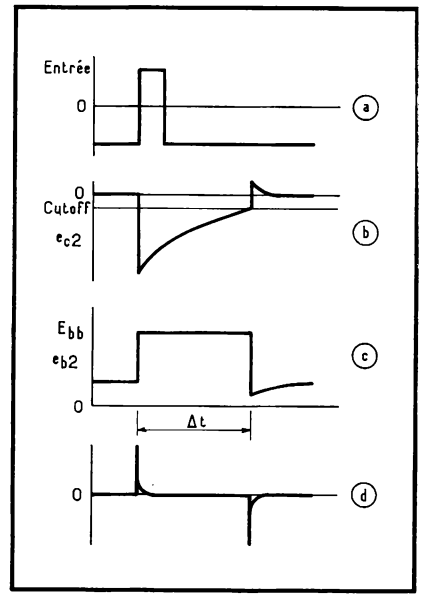


Fig. 8-18. — En a, impulsions d'entrée ; en b, tension de grille de T 2 ; en c, tension plaque de T 2 ; en d, forme de la tension de sortie de T 2.

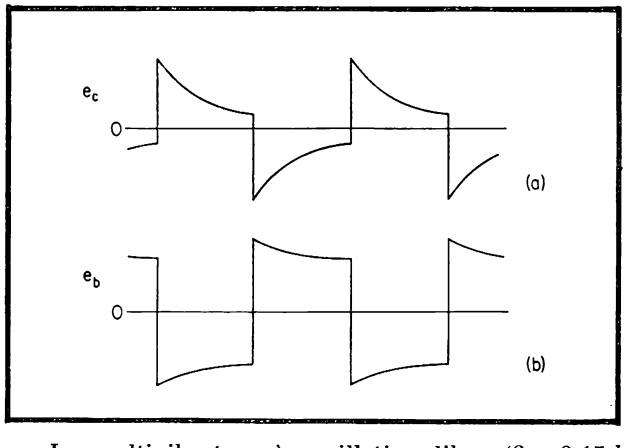


Fig. 8-19. — Tension grille-grille (a), et tension plaque-plaque correspondante (b) dans un multivibrateur.

Le multivibrateur à oscillation libre (fig. 8-17 *b*) n'a pas de position stable. La conduction passe constamment d'un tube à l'autre, et la fréquence d'oscillation est déterminée par les constantes de temps $C_2 R_1$ et $C'_2 R'_1$. Si celles-ci ne sont pas égales, on obtient une tension de sortie dont les deux périodes sont asymétriques.

Si par hasard le montage se trouvait dans un état de stabilité, les deux grilles seraient au potentiel zéro et les courants des plaques seraient égaux. Mais de petites irrégularités de débit se produiraient. Si par exemple le courant de plaque de T 1 augmentait, le potentiel en X baisserait, ce qui

abaisserait de la même quantité le potentiel de grille de T 2, du fait que C_2 ne peut pas changer instantanément de potentiel. Le courant de plaque de T 2 diminuerait, la tension en Y monterait, élevant la tension de grille de T 1 et augmentant proportionnellement son courant de plaque. Ce processus est cumulatif, amenant T 1 à la conduction et T 2 au blocage.

Au bout d'un certain délai, les charges de C_2 et C'_2 s'étant écoulées à travers les résistances R_1 et R'_1, la tension de grille de T 2 monte au-dessus du point de coupure, un courant de plaque s'établit, abaissant le potentiel en Y et la tension de grille de T 1 à travers C'_2, d'où une diminution du

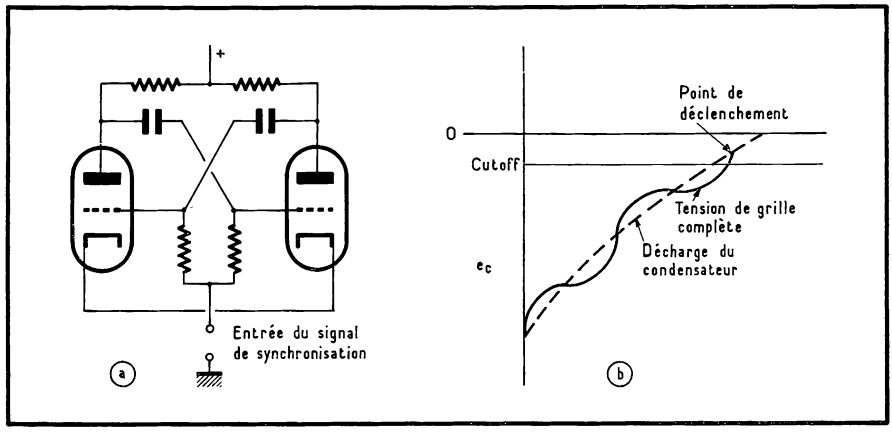


Fig. 8-20. — Synchronisation d'un multivibrateur.

courant de plaque de T 1. Ce processus se poursuit jusqu'à ce que les deux courants de plaques dépassent le niveau d'égalité, et alors les états s'inversent, amenant T 2 à plein débit et T 2 au blocage. Puis le tout se répète de nouveau, produisant une autre oscillation, etc.

Du fait qu'un courant de grille se produit chaque fois qu'une des grilles est positive, le condensateur de cette grille se décharge plus vite que l'autre à travers R_1 ou R'_1. Il en résulte que la constante de temps du circuit de grille associé à la lampe qui débite est celle qui détermine le temps qui s'écoulera avant le prochain basculement. C'est pourquoi des constantes de temps inégales donnent des délais différents et une forme d'onde asymétrique.

Les formes d'ondes indiquées figure 8-19 sont celles qu'on peut trouver entre les deux grilles ou les deux plaques. De telles formes d'ondes sont très riches en harmoniques, et on s'en sert souvent, précisément, pour produire des harmoniques de rang élevé. En écrêtant l'onde plaque à plaque, on peut employer le montage comme générateur de signaux carrés.

Synchronisation du multivibrateur.

Il est souvent nécessaire de synchroniser un multivibrateur sur une fréquence donnée ou un sous-multiple de cette fréquence. Par exemple, dans un générateur de fréquences, on peut avoir à diviser dans un rapport donné une fréquence d'entrée. En employant un oscillateur piloté par un quartz de 1 MHz, et en divisant cette fréquence un certain nombre de fois par facteurs de 10 au moyen de multivibrateurs synchronisés, on obtiendra des fréquences de sortie de 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz et 100 Hz avec la même précision que celle de l'oscillateur à quartz.

Le signal de synchronisation peut être introduit dans les retours de grilles comme le montre la figure 8-20 *a*. Il s'y ajoute aux tensions de grilles provenant des circuits $C_2 R_1$. Cette addition est représentée par la courbe, en *b*, comme une variation ondulée de la tension de grille e_c. Un fonctionnement stable exige que la tension de grille atteigne le seuil de déclenchement au moment où la tension de synchronisation devient positive. Si la constante de temps de $C_2 R_1$ tend à faire déclencher plus tôt, la tension de synchronisation empêchera ou retardera le déclenchement. Si au contraire cette cons-

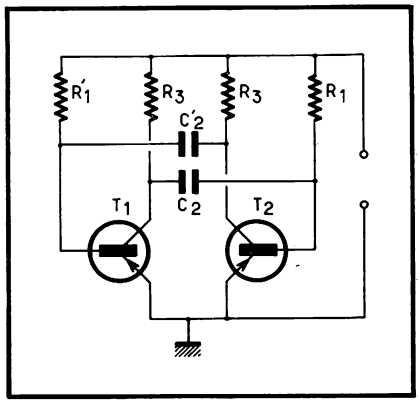


Fig. 8-21. — Multivibrateur à transistors.

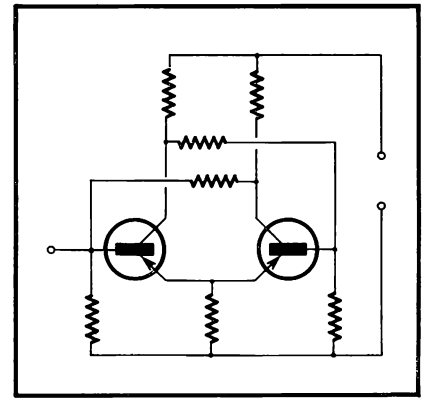


Fig. 8-22. — Flip-flop à transistors (à droite, les bornes d'alimentation).

tante de temps tend à produire le déclenchement plus tard, la portion positive du signal de synchronisation avancera ce déclenchement, ce qui procurera un verrouillage du fonctionnement au rythme voulu, et une bonne stabilité. Sur la figure, on voit que la démultiplication est de quatre (deux périodes pour déclencher chaque tube).

Montages à transistors.

Un multivibrateur à oscillation libre équipé de transistors est représenté figure 8-21. Les désignations des éléments sont les mêmes que pour les montages à lampes. Du fait que l'on peut considérer la base comme la grille, dans l'étude du fonctionnement, il est facile de faire la comparaison.

En employant des éléments $R_1 C_2$ et $R'_1 C'_2$ appropriés, il est facile de réaliser des montages bistables et monostables. Un multivibrateur bistable est représenté figure 8-22.

CHAPITRE IX

ONDES ELECTROMAGNETIQUES

Généralités.

Les ondes qui se propagent sur la surface de l'eau, les ondes sonores, les ondes radio-électriques, malgré leurs natures évidemment très différentes, ont certaines caractéristiques communes.

Chaque catégorie d'ondes constitue un moyen de transfert d'énergie. Il est vraisemblable, d'ailleurs, que l'énergie se propage exclusivement par l'intermédiaire d'ondes. Lorsqu'un grand vapeur glisse sur l'eau, et que les remous qu'il a provoqués agitent un petit bateau à un kilomètre de distance, l'énergie du mouvement imprimé au petit bateau a été transmise par des ondes. Quand l'énergie d'une station émettrice est captée à des milliers de kilomètres de distance, il est évident que ce sont les ondes qui en ont assuré le transfert. Toutefois, lorsqu'un homme pousse sur une extrémité d'une barre d'acier, l'autre extrémité poussant un objet qu'il veut déplacer, il n'est pas du tout évident que l'énergie soit transmise par mouvement ondulatoire. Mais si la membrane d'un haut-parleur, rendue solidaire d'une extrémité de la barre, était successivement attirée et repoussée, le mouvement ondulatoire transmettant la vibration à l'autre extrémité serait plus apparent. Dans ce cas, si les alternances étaient suffisamment rapides, on pourrait constater que lorsqu'une extrémité pousse en avant, l'autre tire déjà en arrière. Cela s'explique par le temps qui est nécessaire à l'onde pour parcourir la barre. Le même temps de transmission est nécessaire quand un homme appuie sur la barre, mais ce temps est si faible que son existence ne peut être perçue dans ce genre de mouvement.

La figure 9-1 donne la représentation "un mouvement ondulatoire. La figure 9-1 *a* pourrait représenter la section d'une surface d'eau en mouvement ondulatoire. Si l'onde se déplace de gauche à droite, la figure 9-1 *b* représente cette onde à l'instant suivant. On voit que la crête de l'onde, qui occupait la position 1 en *a*, occupe la position 2 en *b;* en *c* cette crête occupe la

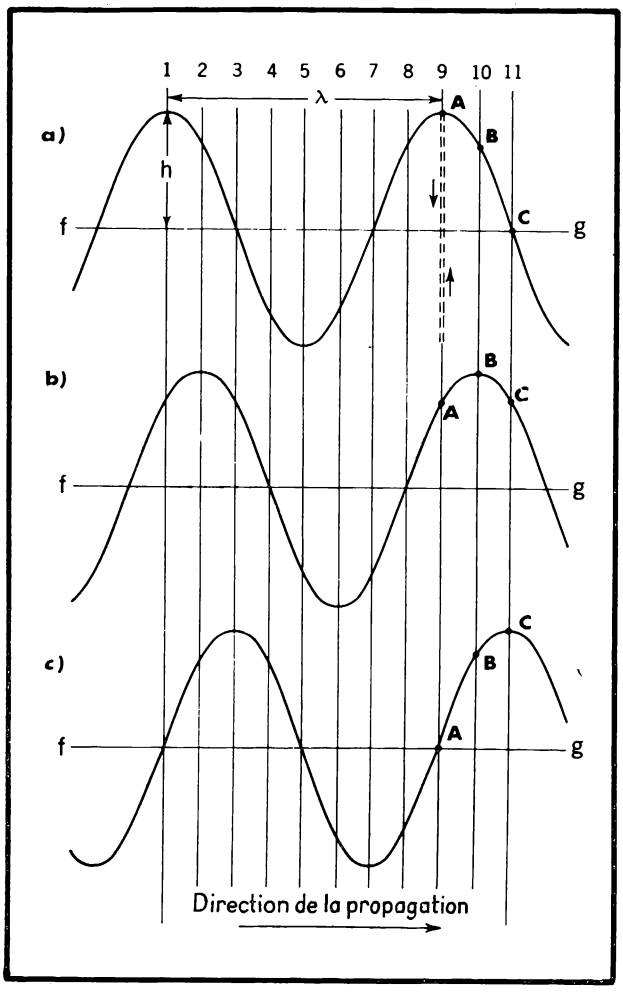


Fig. 9-1. — Représentation du mouvement d'une onde.

position 3. La vitesse à laquelle l'onde se déplace de gauche à droite est sa *vitesse de propagation.* Considérons maintenant le mouvement d'un point A, qui peut être une particule d'eau par exemple, se trouvant au sommet de l'onde à l'instant *a.* L'instant plus tard, la particule est beaucoup plus bas (en *b*). A l'instant représenté par *c* elle est tombée plus bas encore. Alors que l'onde se déplace constamment en avant, une particule telle que A se déplace en un mouvement de va-et-vient vertical. L'élongation maximum de part et d'autre de l'axe *f g* représente *l'amplitude* de l'onde. Elle est donnée par la longueur *h* en *a,* et correspond à la définition de l'amplitude d'une onde sinusoïdale que nous avons donnée au chapitre III. La distance entre les crêtes successives est appelée *longueur d'onde* et est désignée par la lettre grecque λ (lambda).

Le nombre d'oscillations effectuées par une particule, telle que A, en une seconde donne la fréquence de l'onde, désignée par la lettre *f.* Lorsque les ondes sont engendrées par un mouvement de va-et-vient d'un objet quelconque dans l'eau, la fréquence est celle de ce mouvement. La fréquence

dépend donc de la source des ondes. Par contre, la vitesse de propagation ne dépend que du *milieu* où l'onde se déplace. C'est l'eau dans le cas présent; si on employait un autre liquide, tel que l'huile ou l'alcool, la vitesse de propagation ne serait pas la même.

La fréquence à laquelle la particule A vibre suivant la trajectoire 9 (fig. 9-1 *a*) est également celle des ondes franchissant le tronçon 9, car chaque fois que la particule A atteint une crête au cours de son oscillation, une crête de l'onde « sort » de la ligne 9.

Pour une fréquence f et une vitesse de propagation V données, la longueur d'onde est donnée par la relation :

$$\lambda = \frac{V}{f},$$

λ étant habituellement exprimé en mètres, V en mètres par seconde, et f en cycles par seconde.

On peut aussi écrire :

$$V = \lambda f,$$

ce qui veut dire que la vitesse de propagation d'une onde est égale à sa longueur multipliée par sa fréquence.

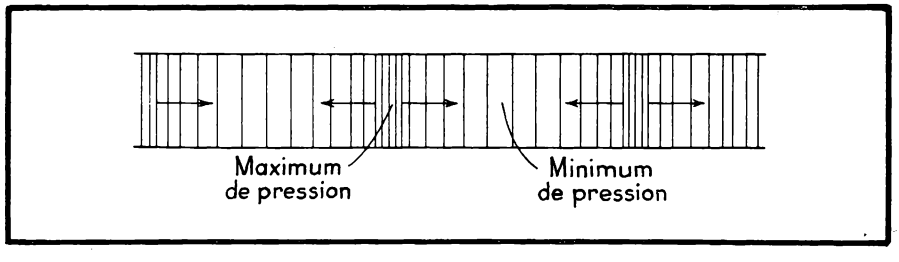


Fig. 9-2. — Déplacement longitudinal d'une onde.

La vitesse du son dans l'air est de 344 m/s environ, de sorte qu'un son de 344 c/s aura une longueur d'onde de 1 m. La vitesse de propagation des ondes électromagnétiques est de 300 000 000 m/s, ce qui exige une oscillation de 300 MHz pour produire une onde de 1 m.

Ondes transversales et longitudinales.

Les ondes représentées sur la figure 9-1 portent le nom d'ondes transversales, car le mouvement d'une particule est perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde. Il n'en est pas de même dans le cas des ondes sonores dans l'air. Ici le mouvement des particules se produit dans la direction même de la propagation de l'onde. Une telle onde, dite longitudinale, est représentée sur la figure 9-2, où la densité des lignes indique la valeur relative de la pression dans les différentes régions. Les maxima et les minima de pression correspondent aux crêtes et aux creux de l'onde de la figure 9-1. L'onde se déplace de gauche à droite, et les flèches indiquent la direction dans laquelle se déplacent les particules. Celles-ci se meuvent dans les deux sens, des régions à maximum de pression vers les régions à minimum de pression; il résulte de ce mouvement qu'un maximum de pression se forme

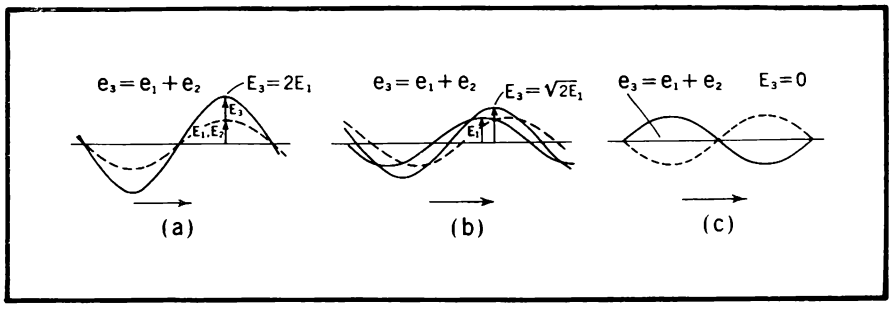


Fig. 9-3. — Addition d'ondes sinusoïdales. En a, en phase ; en b avec déphasage de 90° ; en c, avec déphasage de 180°.

là où un instant plus tôt il y avait un minimum. Cependant, les particules individuelles oscillent dans un mouvement de va-et-vient longitudinal, de même que dans le cas des ondes transversales elles déviaient perpendiculairement à la direction de propagation.

Phase des ondes.

Considérons sur la figure 9-1 le mouvement des particules A et C, par exemple. Nous voyons que la particule C effectue exactement le même parcours que la particule A, mais avec un décalage dans le temps. En *a*, la particule A est en crête, alors que C est sur l'axe, se dirigeant vers le haut. En *b*, A commence à descendre, alors que C monte encore. En *c*, A atteint l'axe, tandis que C est en crête. En suivant C et A pendant une période entière, on constate que C effectue le même mouvement que A, avec un retard constant. On dit que C est en retard de *phase* par rapport à A. La *différence de phase* entre A et C peut être exprimée en fractions de période, et elle est, dans le cas examiné, d'un quart de période.

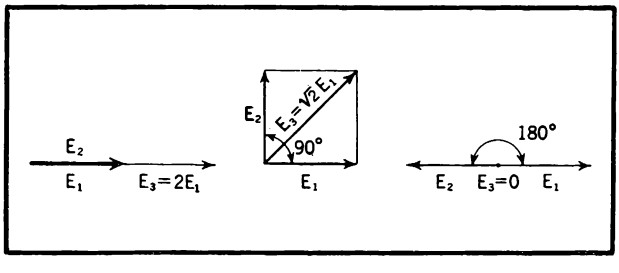


Fig. 9-4. — Addition vectorielle d'ondes sinusoïdales.

La période entière correspondant à 360°, on peut dire aussi que la différence de phase est de 90°.

La différence de phase est importante à considérer quand plusieurs ondes sont en présence. Lorsque deux ondes de même fréquence se propagent dans la même direction, elles s'ajoutent et leur somme donne l'onde résultante. Si les deux ondes sont en phase, l'amplitude de l'onde résultante sera le double de celle des ondes composantes (fig. 9-3 *a*). Elle ne sera plus que 1,414 (ou $\sqrt{2}$) fois l'amplitude des ondes composantes, si celles-ci sont déphasées de 90° l'une par rapport à l'autre (fig. 9-3 *b*). La figure 9-3 *c* indique le cas où les deux ondes sont déphasées de 180° (en opposition de

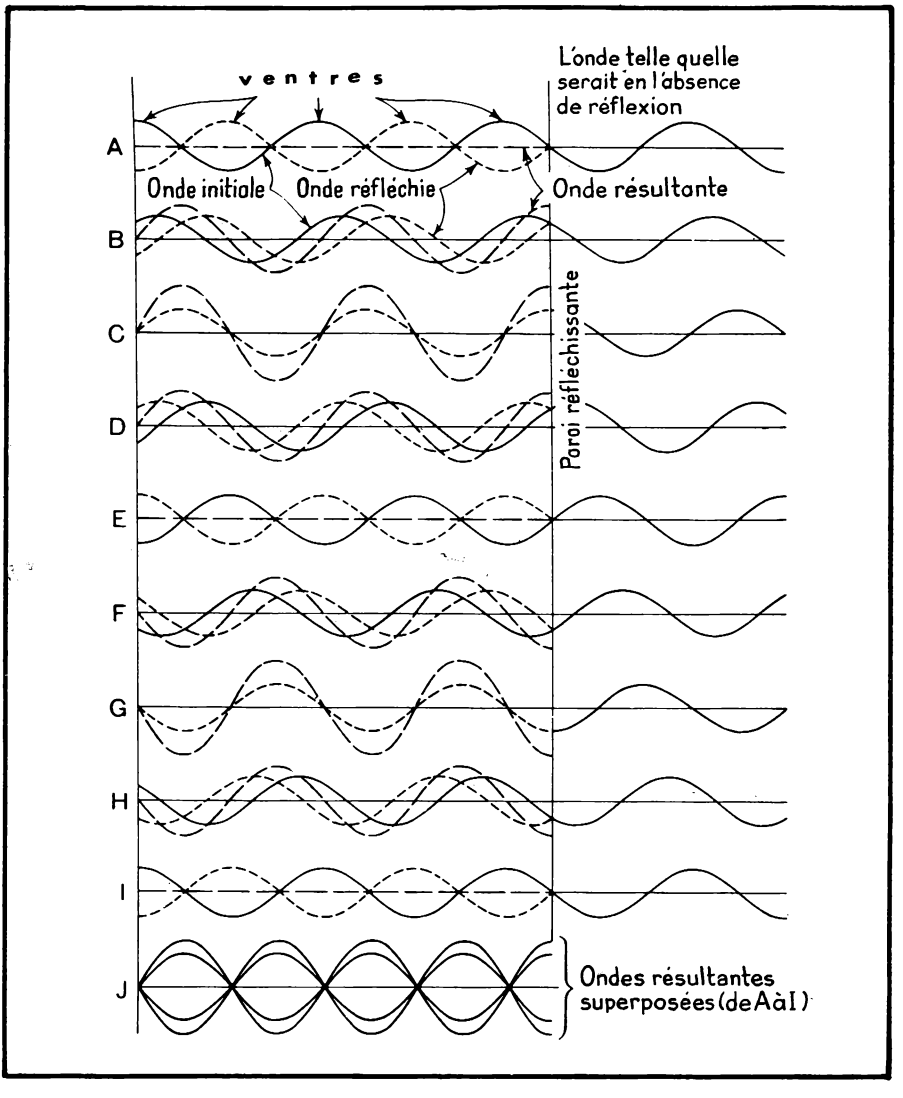


Fig. 9-5. — Réflection d'une onde ; superposition des ondes initiale et réfléchie ; ondes stationnaires.

phase). On voit ici qu'en tout point le mouvement des particules d'une onde est exactement égal et opposé à celui de l'autre onde : l'amplitude de l'onde résultante est nulle. Le cas où les deux ondes composantes de même amplitude se détruisent complètement sera d'un intérêt particulier dans l'étude des antennes directives.

Bien que l'on puisse obtenir l'amplitude de l'onde résultante en ajoutant les ondes composantes point par point, il existe une construction géométrique permettant d'arriver beaucoup plus rapidement à ce résultat. La figure 9-4 donne cette construction pour les trois cas qui viennent d'être examinés. On trace, à partir d'une origine, deux tronçons de droite, dont les longueurs sont

proportionnelles aux amplitudes des ondes composantes. L'angle entre les deux tronçons est égal à la différence de phase. On complète le losange dont la diagonale, partant de l'origine, est proportionnelle à l'amplitude de l'onde résultante.

Ondes réfléchies et ondes stationnaires.

Quand une onde comme celle qui se propage à la surface de l'eau rencontre un obstacle tel qu'un mur, elle est arrêtée brutalement, et une onde réfléchie est renvoyée dans la direction opposée à celle de l'onde initiale. C'est ce que nous avons représenté sur la figure 9-5, où l'onde incidente, se propageant de gauche à droite, est indiquée en trait plein, et l'onde réfléchie, se propageant de droite à gauche, en pointillé. On a donc deux ondes existant simultanément au même endroit, et on peut les ajouter, exactement comme celles de la figure 9-3. Toutefois, les directions de propagation étant opposées on ne s'étonnera pas de trouver un résultat différent de celui de la figure 9-3.

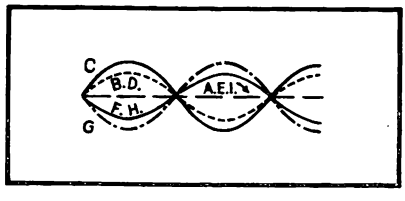


Fig. 9-6. — Ondes stationnaires de la figure 9-5 pendant le cycle entier.

Les sections de A jusqu'à I de la figure 9-5 montrent l'onde directe à un certain nombre d'instants successifs. L'onde réfléchie est également représentée aux mêmes instants. On remarquera que cette onde est l'image de l'onde incidente continuée au-delà de la surface limite. La figure 9-5 J montre les ondes résultantes, de A jusqu'à I; remarquons que l'amplitude est toujours nulle en certains points. Cela se produit à un quart d'onde de la surface limite, et ensuite aux distances égales à un nombre entier impair de quarts d'onde. Ce sont les *nœuds* de l'onde. Ses maxima sont atteints à la surface réflectrice et aux distances égales à un nombre entier pair de quarts d'onde; on les nomme *ventres* de l'onde.

La figure 9-6 donne une image très détaillée de l'onde résultante aux instants allant de A jusqu'à I et correspondant à un cycle complet. On remarquera que, bien que les particules soient partout en mouvement (sauf aux nœuds), les ondes semblent ne pas se propager; les crêtes ne se meuvent pas en avant, comme dans le cas de la figure 9-3. Ces ondes portent le nom d'*ondes stationnaires,* alors que dans le cas de la figure 9-3 nous avions affaire à des *ondes progressives.*

Une image physique d'une vibration stationnaire est obtenue en agitant l'une des extrémités d'une corde. Si l'autre extrémité est libre, on voit une onde se propager vers cette extrémité; si celle-ci est attachée à un support solide, l'onde incidente est réfléchie, et on la voit revenir vers le point de départ. Si l'on entretient maintenant l'onde incidente en agitant continuellement la corde, l'interférence entre cette onde et l'onde réfléchie devient apparente et il suffit de faire varier la cadence à laquelle on agite la corde, pour établir un régime d'ondes stationnaires. Dans ce cas il y a des nœuds aux distances égales à un nombre entier de demi-longueurs d'onde de l'extrémité réflectrice, et des ventres à égales distances des nœuds. Au point de réflexion apparaît un nœud ou un ventre, suivant les *conditions aux limites.* Dans le cas de la corde fixée solidement à l'extrémité éloignée, les conditions aux

limites sont telles que ce point ne peut se mouvoir; c'est donc un point nodal.

Une bonne compréhension de la notion des ondes progressives et des ondes stationnaires est d'un grand secours dans l'étude des antennes et de leurs systèmes d'alimentation.

Ondes électromagnétiques sur des fils.

Lorsqu'une ligne à deux fils relie un générateur à une charge, il y aura une tension V entre les fils qui seront parcourus par un courant I (fig. 9-7 *a*). La tension entre les fils engendre un champ électrique qui aura partout la direction des *lignes de force* électriques. La densité de ces lignes est propor-

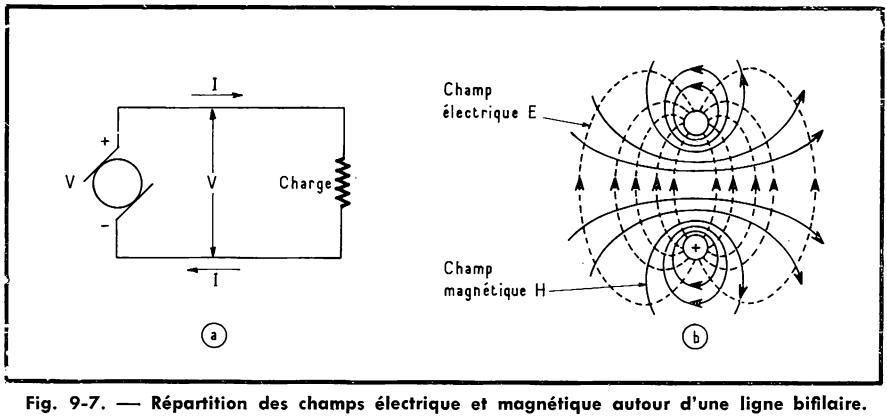


Fig. 9-7. — Répartition des champs électrique et magnétique autour d'une ligne bifilaire.

tionnelle à l'intensité E (en volts par cm) du champ dans cette région (fig. 9-7 *b*). Le champ électrique est puissant au voisinage des fils et faiblit au fur et à mesure qu'il s'en éloigne. On remarquera que les lignes de force sont perpendiculaires à la surface des fils aux points où ils la rejoignent.

Le courant I engendre un champ magnétique autour des fils. La densité des lignes de force est proportionnelle à l'intensité du champ magnétique H, qui est en tout point perpendiculaire au champ électrique.

Les flèches placées sur les lignes de force correspondent aux directions du courant et de la tension de la figure 9-7 *a*. Si les bornes du générateur sont inversées, et que le courant passe de droite à gauche dans le fil supérieur, les directions des champs magnétique et électrique sont inverses de celles marquées par les flèches. Si le générateur est une source de courant alternatif, les courants, les tensions et les champs sont alternatifs. Les directions des champs s'inversent donc en même temps que celles des courants. De plus, à l'instant où la tension et le courant sont nuls, les champs sont nuls également.

Ondes sonores et ondes électromagnétiques.

Il est intéressant de comparer l'onde acoustique se propageant à l'intérieur d'un tube porte-voix à l'onde électromagnétique qui se déplace le long d'une paire de fils. On voit, sur la figure 9-8, le tube muni d'un piston (ou diaphragme) oscillant à l'extrémité S et un diaphragme flexible à l'extré-

mité R. Lorsque le mouvement de va-et-vient du piston est très lent, la pression est la même tout le long du tube et le diaphragme récepteur se déplace en même temps que le piston émetteur; S et R sont en phase. En réalité, il existe un certain retard entre l'élongation maximum de R et l'élongation maximum de S (ce sont les positions 3 et 1 respectivement). Mais ce retard est si faible par rapport à la période entière qu'il peut être négligé. Par contre, si la fréquence du piston est plus grande, ce retard devient grand par rapport à la période du mouvement. Avec une vibration suffisamment rapide, le piston atteint la position 2 quand le diaphragme R

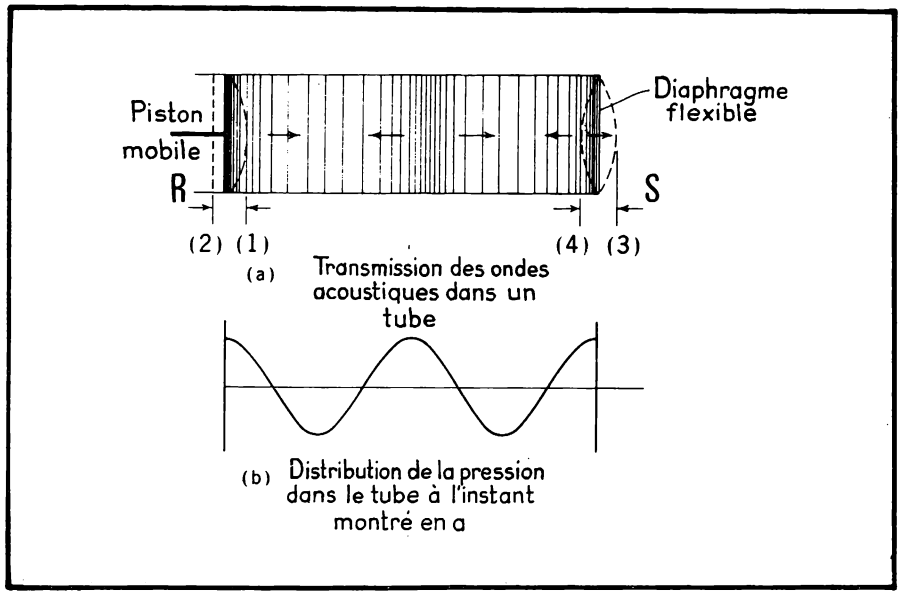


Fig. 9-8. — Transmission des ondes sonores dans un tube. Distribution de la pression dans le tube.

est en 3. Dans ce cas R est en retard sur S de 180°; R et S sont alors en opposition de phase. Si on augmente encore la fréquence, le piston S peut effectuer le mouvement de 1 à 2 et revenir en 1 pendant que le diaphragme R se déplacera jusqu'à la position 3. Le déphasage entre R et S sera ici de 360°. Dans le cas de la figure 9-8, le piston a accompli deux élongations entières avant que la perturbation ait atteint R; le déphasage entre R et S est de 720°. La figure 9-8 *b* montre la répartition de la pression le long du tube quand R et S occupent leurs positions au maximum de l'élongation. On voit que, pour cette fréquence, la longueur du tube est égale à deux longueurs d'onde.

Notons la différence qui existe entre le mouvement rapide et le mouvement lent du piston. Quand la fréquence de ce mouvement est basse, et la longueur d'onde $\lambda = V/f$ grande relativement à la longueur du tube, la pression est la même partout, ainsi que la direction du mouvement des particules. Ces conditions ne changent que lorsque la longueur d'onde devient du même ordre de grandeur que la longueur du tube. La pression varie alors le long du tube, et les particules se meuvent en sens contraires aux différents points. On peut observer le même phénomène dans le cas des ondes électromagnétiques.

La figure 9-9 donne l'image de la propagation de l'énergie le long d'une ligne de transmission. Comme dans le cas du tube acoustique, lorsque la fréquence de l'oscillation est suffisamment basse pour que la longueur d'onde $\lambda = V/f$ soit grande par rapport à la longueur de la ligne, la tension est pratiquement constante le long de la ligne (la chute de tension due à la r'sistance étant négligeable), et la direction du courant sera partout la même.

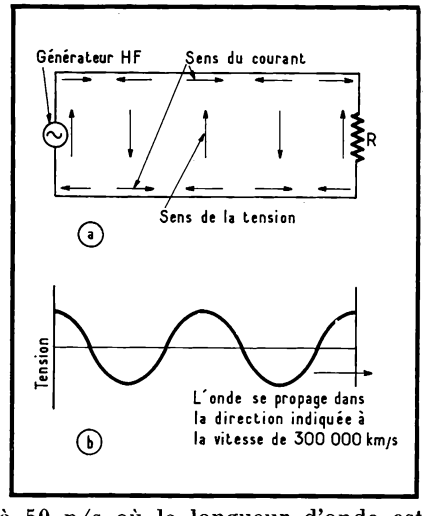


Fig. 9-9. — Tension et courant le long d'une ligne à l'instant où la tension aux bornes du générateur est maximale.

Il en est ainsi dans le cas des lignes à 50 p/s où la longueur d'onde est égale à :

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{50} = 6\,000\,000 \text{ m} = 6000 \text{ km}.$$

Cette longueur est grande par rapport à toute ligne de transport d'énergie que l'on peut rencontrer dans la pratique.

Par contre, lorsque la fréquence atteint des valeurs très élevées (comme celles des applications radio-électriques), la longueur d'onde correspondante est faible, et une ligne de transmission, même courte, peut contenir plusieurs longueurs d'onde. La figure 9-9 montre le cas où la ligne contient deux longueurs d'onde entières. La direction instantanée du courant est indiquée sur la figure 9-9 *a;* la figure 9-9 *b* indique la distribution instantanée de la tension. La similitude avec l'onde acoustique précédemment étudiée est évidente. La tension le long de la ligne n'est plus constante; lorsqu'un maximum de tension quitte le générateur, la tension aux bornes de celui-ci varie et passe par deux périodes entières (dans le cas indiqué) avant que le premier maximum atteigne la charge à l'extrémité de la ligne. De même, la direction du courant change quatre fois (deux cycles entiers) pendant le temps que met une « particule » de courant à parcourir la ligne.

La notion d'un courant quittant une borne du générateur, traversant le circuit et revenant à l'autre borne devient maintenant assez embarrassante et doit être remplacée par celle d'un courant positif partant d'une borne, et d'un courant négatif partant simultanément de l'autre borne, ces deux courants se déplaçant en même temps le long de la ligne. Certes, lorsque la tension et le courant de l'alternateur s'inversent, les bornes d'où partent les courants positif et négatif s'inversent également et on a la distribution indiquée sur la figure 9-9.

Jusqu'à présent nous avons considéré la transmission de l'énergie en fonction des tensions et des courants le long de la ligne. Comme nous l'avons

vu déjà, les champs magnétique et électrique correspondent à ces tensions et à ces courants dans l'espace qui environne les fils. En fait, l'énergie est transmise du générateur à la charge par l'intermédiaire de ces champs, les fils ne servant qu'à guider l'énergie jusqu'à sa destination. De même, dans le cas de l'onde sonore, le tube ne servait qu'à guider l'énergie acoustique, l'air étant le milieu où la vibration se propageait. Dans le cas des ondes électromagnétiques sur fil, il importe peu de considérer les tensions et les courants ou les champs magnétique et électrique. Par contre, dans le cas de la propagation des ondes dans l'espace, l'étude des champs est essentielle.

Ondes stationnaires.

Quand l'extrémité du tube acoustique est fermée par une plaque indéformable (au lieu d'un diaphragme flexible), l'onde sonore est réfléchie au lieu d'être absorbée. Cette onde réfléchie, se combinant avec l'onde incidente, produit une onde stationnaire analogue à celles des figures 9-5 et 9-6. L'extrémité du tube étant indéformable, la pression y atteint sa valeur maximum; on a donc un ventre de pression à l'extrémité et un nœud à un quart d'onde de là. La vitesse d'une particule, cependant, est nulle à l'extrémité. La distribution des vitesses des particules est donnée par la figure 9-10, où l'on voit un nœud à l'extrémité, et à une distance de l'extrémité égale à une demi-longueur d'onde. La représentation de la figure 9-10 *b* est une variante de celle de la figure 9-10 *a;* la seule différence entre les crêtes successives, telles que B et C, étant une différence de phase de 180°, l'une des crêtes étant positive quand l'autre est négative, et inversement. Un indicateur de pression, de même qu'un voltmètre, ne peuvent indiquer la phase. Il en résulte que la pression, aussi bien que la tension, indiquées par ces appareils, seront conformes aux courbes de la figure 9-10 *b*.

Si la ligne de transmission de la figure 9-9 est ouverte à l'extrémité, les ondes stationnaires se forment exactement comme dans le cas du tube acoustique fermé.

Sur une ligne ouverte, le courant est évidemment nul à l'extrémité, et la tension y atteint sa valeur maximum; on a donc la distribution de la figure 9-10. Mais si la ligne est court-circuitée à l'extrémité, il s'y établit encore un régime d'ondes stationnaires; toutefois, on a ici une tension nulle à l'extrémité où le courant atteint sa valeur maximum. Dans ce cas, les distributions du courant et de la tension de la figure 9-10 sont à intervertir.

Impédance caractéristique Z_0.

Il a été fait mention, dans le chapitre VII, de l'intérêt de refermer une ligne de transmission sur son impédance caractéristique. L'impédance caractéristique d'une ligne est précisément cette valeur d'impédance qui, placée à son extrémité, ne donnera lieu à aucune réflexion. Elle dépend des dimensions géométriques de la ligne, c'est-à-dire du diamètre des conducteurs et de leur espacement, ainsi que des pertes et du diélectrique employé. Pour une ligne à faibles pertes, l'impédance caractéristique est presque une pure résistance R_0, donnée par la formule :

$$Z_0 = R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ (en ohms)}$$

dans laquelle L et C sont l'inductance et la capacité d'une unité de longueur

de la ligne. Pour une ligne à fils parallèles, n'ayant d'autre diélectrique que l'air entre ses conducteurs, on peut tirer la valeur de cette résistance caractéristique de la formule :

$$Z_0 = R_0 = 276 \log_{10} \frac{b}{a} \text{ (en ohms)}$$

où a est le rayon des fils et b leur écartement centre à centre.

Du fait qu'il n'y a aucune réflexion dans une ligne terminée par Z_0, l'effet est le même que si la ligne n'était couplée à rien, mais se prolongeait indéfiniment. De plus, puisque l'effet d'ajouter à une certaine longueur de ligne une longueur infinie de ligne semblable équivaut à la refermer sur Z_0, l'impédance *d'entrée* du prolongement doit être aussi Z_0. Donc, l'impédance caractéristique d'une ligne est aussi son impédance d'entrée lorsqu'elle est de longueur infinie ou qu'il ne s'y produit aucune réflexion. Or, toute impédance est le rapport entre une tension et un courant. Quand une ligne est terminée par son impédance caractéristique, et que par suite ne s'y produit aucune réflexion d'ondes, les valeurs de courant et de tension (telles que les indiqueraient respectivement un ampèremètre et un voltmètre) sont à peu près constantes si la ligne est à faibles pertes. Si les pertes ne sont pas négligeables, la tension et le courant décroissent selon une loi exponentielle, mais leur *rapport* demeure constant et égal à Z_0. Ces deux cas sont représentés graphiquement par la figure 9-11. Beaucoup de lignes employées en V. H. F. et U. H. F. ont des pertes assez faibles pour que l'on puisse, en bonne approximation, s'en tenir au premier cas.

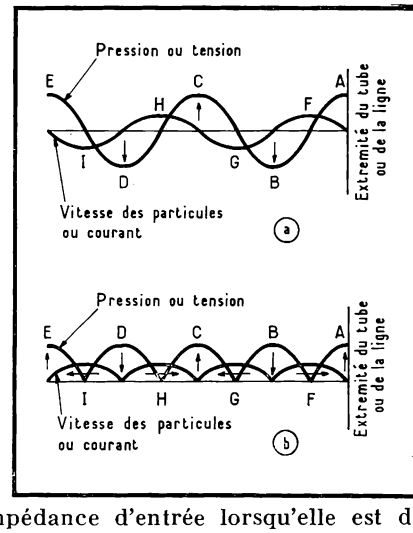


Fig. 9-10. — En a, ondes stationnaires de la pression et de la vitesse des particules dans un tube fermé, ou celles de la tension et du courant dans un tube ouvert. En b, une autre représentation des ondes, ne tenant pas compte des inversions de phase entre alternances successives.

Relations de phases de la tension et du courant.

La figure 9-11 *a* montre seulement les grandeurs du courant et de la tension le long d'une ligne sans pertes terminée par son impédance caractéristique. Les phases du courant et de la tension subissent le long de la ligne des variations semblables, c'est-à-dire que tous deux, à des points successifs, atteignent leurs maxima à des instants successifs de la façon qui a été indiquée par la figure 9-1. Une telle onde avançant de façon constante le long d'une ligne est donc une onde progressive, et une ligne terminée par son impédance caractéristique transporte toujours des ondes progressives

de tension et de courant. Par contre, dans une ligne dont l'extrémité est ouverte ou court-circuitée, des ondes stationnaires du type de la figure 9-5 J se produisent.

Taux d'ondes stationnaires.

Quand une ligne est terminée par une impédance différente de Z_0, court-circuitée ou ouverte, le mouvement d'ondes qui en résulte peut être considéré comme une combinaison d'ondes progressives et d'ondes stationnaires. Le rapport d'un maximum de courant ou de tension à un minimum est la mesure directe du défaut d'adaptation de l'extrémité. Ce rapport de tensions ou ce

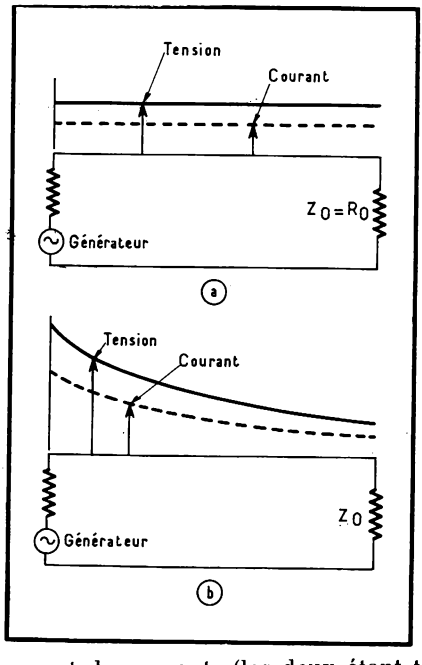


Fig. 9-11. — Amplitudes de la tension et du courant le long d'une ligne terminée par son impédance caractéristique. En a, avec des pertes négligeables; en b, avec des pertes appréciables.

rapport de courants (les deux étant toujours égaux) est nommé *taux d'ondes stationnaires*. Quand la ligne est correctement adaptée, c'est-à-dire terminée par son impédance caractéristique, le taux d'ondes stationnaires est égal à l'unité — ou, autrement dit, il n'y a pas d'ondes stationnaires. Pour toute autre valeur de la résistance terminale R, le taux d'ondes stationnaires est donné par :

$$\frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{R}{R_0} \quad (\text{pour } R > R_0);$$

$$\frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{R_0}{R} \quad (\text{pour } R < R_0).$$

On a supposé une ligne à faibles pertes ayant une impédance caractéristique résistive. Dans le premier cas, où la charge R est plus grande que R_0, les maxima de tension se produiront à l'extrémité et aux points qui sont des multiples de demi-onde mesurés à partir de la fin, comme dans le cas d'une ligne à extrémité ouverte. Les *minima* de courant se produiront aux mêmes points, et les maxima de courant se produiront à des multiples impairs de

quart d'onde à partir de l'extrémité. Ces distributions de la tension et du courant sont indiquées figure 9-12.

On notera que le taux d'ondes stationnaires devient très important quand l'impédance terminale est très petite ou très grande par rapport à R_0.

Si la ligne est terminée par une impédance et non par une pure résistance, des ondes stationnaires se produiront, mais les maxima ou les minima seront déplacés le long de la ligne vers la gauche ou la droite selon la nature

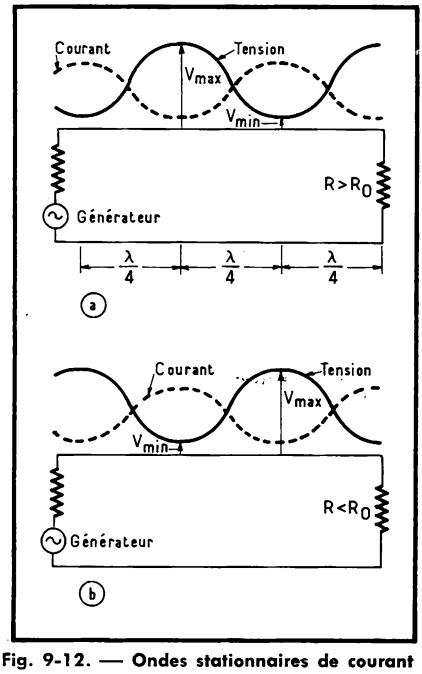


Fig. 9-12. — Ondes stationnaires de courant et de tension dans une ligne déterminée par une résistance R. En a, résistance plus grande que son impédance caractéristique ; en b, résistance inférieure à son impédance caractéristique.

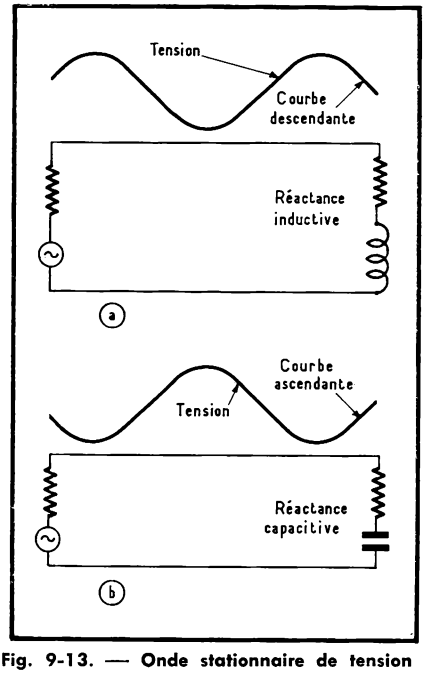


Fig. 9-13. — Onde stationnaire de tension sur une ligne terminée par une charge réactive.

de l'impédance terminale. Si celle-ci a une réactance inductive, la courbe de la tension sera descendante à l'extrémité, tandis que si elle a une réactance capacitive, la courbe sera ascendante, comme le montre la figure 9-13.

Lignes coaxiales.

En plus des lignes à fils parallèles employées très couramment aux fréquences basses (les lignes de force électrique et de téléphone en sont des exemple), il existe des lignes de forme tubulaire où l'un des conducteurs est centré dans l'autre, et qu'on nomme *lignes coaxiales*. La figure 9-14 montre cette disposition, qui a divers avantages et qu'on emploie beaucoup aux fréquences très élevées. Son avantage principal est que, lorsqu'une telle ligne est correctement adaptée au générateur et à la charge (au besoin moyennant l'emploi de transformateurs), les champs sont entièrement confinés dans l'espace compris entre les conducteurs, et de la sorte complètement isolés

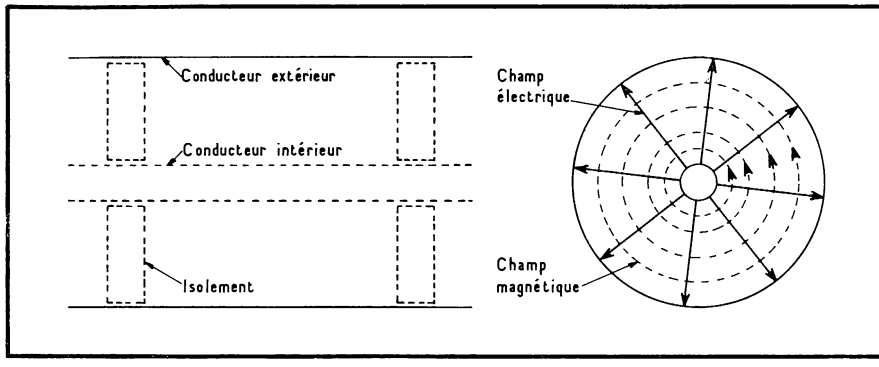


Fig. 9-14. — Champs magnétique et électrique dans une ligne coaxiale.

des champs magnétiques ou électriques des lignes voisines. Il en résulte que plusieurs câbles coaxiaux transportant des courants de fréquences égales ou différentes peuvent être groupés sans interaction sensible. On se sert beaucoup de ces câbles pour transmettre d'un lieu à un autre des signaux de télévision.

La figure 9-14 montre la distribution des champs magnétique et électrique à l'intérieur d'une ligne coaxiale. Le champ électrique est radial et le champ magnétique circulaire, les deux étant centrés sur le conducteur interne. Des courants opposés en direction et égaux en intensité circulent le long des deux conducteurs. Par suite du phénomène nommé « effet de peau », qui se produit aux hautes fréquences radioélectriques, ces courants sont localisés dans une très faible épaisseur voisine de la surface des conducteurs. Dans un câble coaxial, le courant circule à la périphérie du conducteur interne et à la surface *interne* du conducteur externe, qui joue par suite le rôle de blindage à l'égard des champs magnétique et électrique.

L'impédance caractéristique est donnée par la même formule que celle de la ligne à fils parallèles :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ (en ohms).}$$

Pour une ligne dont le diélectrique est l'air, l'impédance caractéristique peut être calculée au moyen de la formule :

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{b}{a} \text{ (en ohms)}$$

où a est le rayon extérieur du conducteur interne, et b le rayon *interne* du conducteur extérieur. Quand l'espace compris entre les conducteurs est rempli par un diélectrique massif ayant une constante diélectrique supérieure à l'unité, la capacité entre les conducteurs est augmentée, et l'impédance caractéristique est réduite proportionnellement à la racine carrée de la capacité. La plupart des câbles flexibles font usage d'un diélectrique souple qui emplit l'espacement, de sorte que leur impédance caractéristique est inférieure à celle de câbles de mêmes dimensions à diélectrique air. Ces câbles souples ont souvent une impédance caractéristique de l'ordre de 50 Ω, tandis que pour les câbles à air, elle peut aller de 50 à 75 Ω. Les lignes à fils parallèles à air ont des impédances de l'ordre de 300 à 600 Ω, et les petites lignes flexibles à fils parallèles qui servent souvent de descentes d'antennes (notamment pour la télévision) sont généralement fabriquées avec des impédances de 75, 150 ou 300 Ω.

Guides d'ondes.

Les ondes électromagnétiques peuvent être également canalisées dans des conducteurs creux nommés *guides d'ondes*. Bien que les lignes précédemment décrites transmettent des ondes de toutes fréquences, aux fréquences les plus élevées on se sert plus généralement des guides d'ondes qui, eux, ne fonctionnent qu'à ces fréquences-là. Les *hautes fréquences* (supé-

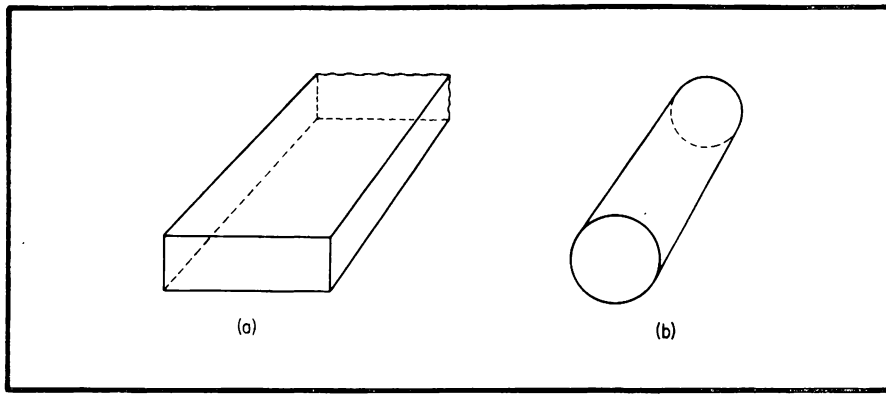


Fig. 9-15. — Guides d'ondes rectangulaire et cylindrique.

rieures aux fréquences audibles) ont été, pour des raisons de commodité, divisées en un certain nombre de « bandes » dont chacune est, relativement à la précédente, dans un rapport de 10 à 1. En commençant par les plus basses, ces bandes du spectre radioélectrique sont définies ci-dessous :

B. F.	(fréquences basses)	30 à 300 kHz.
M. F.	(fréquences moyennes)	300 kHz à 3 MHz.
H. F.	(hautes fréquences)	3 à 30 MHz.
V. H. F.	(très hautes fréquences)	30 à 300 MHz.
U. H. F.	(ultra-hautes fréquences)	300 à 3000 MHz.
S. H. F.	(super-hautes fréquences)	3000 à 30 000 MHz.

Pour les guides d'ondes dont la description va suivre, seules les deux dernières bandes sont d'ordinaire d'usage intéressant.

Les deux types de guides d'ondes les plus courants sont celui à section rectangulaire (fig. 9-15 *a*) et celui à section circulaire (fig. 9-15 *b*). Dans un guide d'ondes, la transmission s'effectue d'une manière similaire, sous beaucoup de rapports, à ce qui se produit dans un câble coaxial. Il existe néanmoins certaines différences. Quelques-unes de ces similitudes et de ces différences sont illustrées par les schémas de la figure 9-16, où l'on voit la distribution des champs dans une ligne coaxiale et dans un guide d'ondes circulaire pour une forme d'onde particulière. Dans le cas de la ligne coaxiale, les lignes de force du champ électrique se terminent par des charges égales et opposées sur le conducteur externe et le conducteur interne. Dans le guide d'ondes de la figure 9-16, il n'y a pas de conducteur interne, et les lignes de force se replient pour se terminer par des charges de signes opposés sur le seul conducteur externe. La distribution des lignes de force magnétiques est semblable dans les deux cas. Bien qu'il n'y ait pas de grandes différences

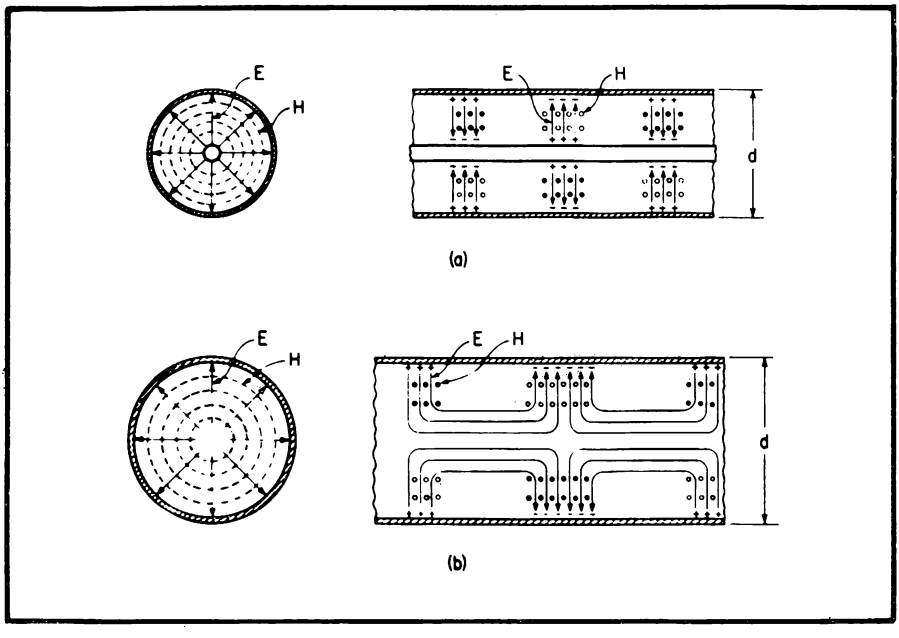


Fig. 9-16. — Champs magnétique et électrique dans une ligne coaxiale (a) et dans un guide à section circulaire (b), en mode $TM_{0,1}$.

entre les deux types de transmission de la figure 9-16, il en existe néanmoins une qui a une grande importance d'ordre pratique. Dans le câble coaxial, la transmission s'effectue pour n'importe quelle fréquence jusqu'à zéro — c'est-à-dire même pour le courant continu. Autrement dit, le diamètre *d* de la ligne peut être une fraction de longueur d'onde quelconque. Mais pour le guide d'ondes de la figure 9-16 *b*, la transmission ne s'effectuera que si *d* est de l'ordre d'une demi-onde, ou plus élevé. Or, si l'on sait qu'à 50 Hz la longueur d'onde est de 6000 km, il est évident qu'il est impossible d'employer les guides d'ondes en basse fréquence ou pour les fréquences inférieures du spectre radio-électrique. Mais dans les gammes S. H. F. ou U. H. F., on comprend que cet emploi soit possible, puisque par exemple, à 3000 MHz, la longueur d'onde est de 10 cm, ce qui permet de réaliser un guide d'ondes de dimensions raisonnables. Du fait de l'absence de conducteur interne, cause de la plupart des pertes dans un câble coaxial, le rendement d'un guide d'ondes est très élevé, ce qui fait qu'en S. H. F. on emploie de préférence ce moyen de transmission.

Le type d'onde que représente la figure 9-16 *b* ne constitue que l'un des nombreux *modes* de propagation à l'intérieur des conducteurs creux. Les deux modes les plus couramment employés pour les guides à section circulaire ou rectangulaire sont représentés figure 9-17. Pour le guide rectangulaire, le mode représenté est le $TE_{1,0}$, et pour le guide circulaire le $TE_{1,1}$. Dans le cas de la figure 9-16 *b*, c'était le mode $TM_{0,1}$.

Ces désignations ont évidemment une signification. Dans tout guide d'ondes à un seul conducteur (par opposition aux lignes qui, elles, en comportent deux), le mode de propagation est du type TM ou du type TE. TM signifie à champ *magnétique transversal;* il faut entendre par là que les lignes de force du champ magnétique se situent en totalité dans un plan transversal

perpendiculaire à l'axe, comme dans le cas de la figure 9-16 *b*, d'où il résulte qu'il n'y a aucune composante axiale de *H*, comme cela se voit sur les figures 9-17 *a* et *b*. De même, TE signifie à champ *électrique transversal*, sans composante dans le sens longitudinal. La figure 9-17 donne deux exemples de champs électriques transversaux. Les indices numériques qui accompagnent les désignations ont trait, dans le cas des guides rectangulaires, au nombre de boucles de variations semi-sinusoïdales du champ qui existent dans les directions x et y respectivement, quand l'axe du guide est considéré comme la direction z. Par convention, la direction x est parallèle à la face large du guide, et la direction y parallèle à la face étroite. Par conséquent, une onde se propageant selon le mode $TE_{1,0}$ est une onde à champ électrique transversal ayant une boucle de variation semi-sinusoïdale dans la direction x (suivant la face large) et zéro dans la direction y. Cela signifie que le long de l'axe y le champ est constant, mais que le long de l'axe x le champ varie sinusoïdalement de zéro contre une paroi à un maximum au centre pour décroître vers zéro en approchant de l'autre paroi. Pour les guides circulaires la notation est similaire, à part que les indices numériques se réfèrent au nombre de boucles de variations du champ respectivement dans les directions circonférentielle et radiale. Ainsi, l'onde de type $TM_{0,1}$ de la figure 9-16 *b* n'a pas de variation dans la direction circonférentielle, mais a une boucle de variation dans la direction radiale.

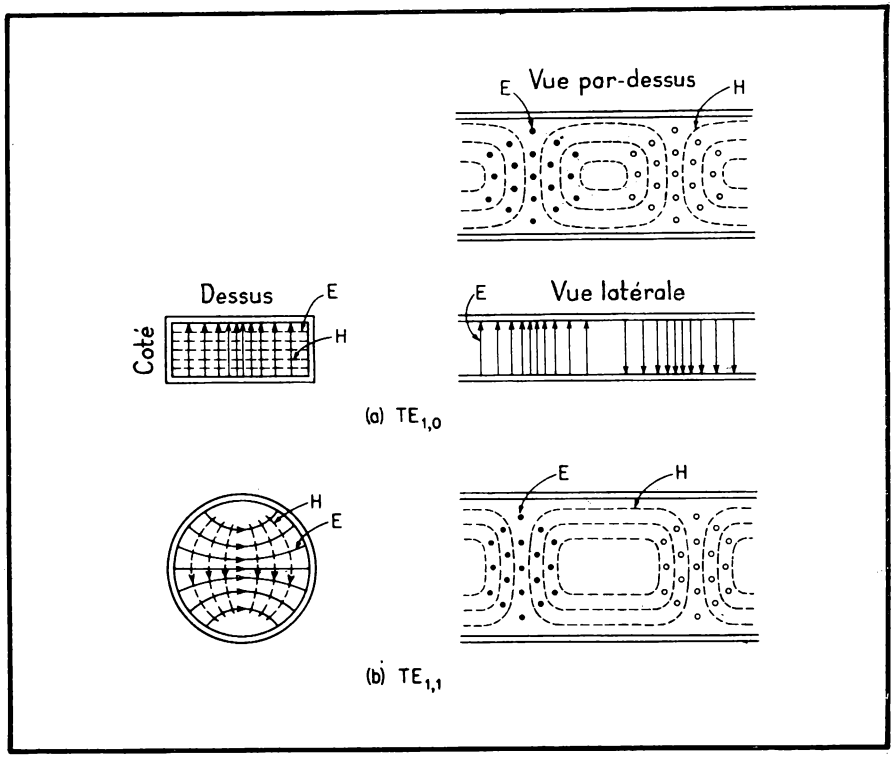


Fig. 9-17. — En a, mode $TE_{1,0}$ dans un guide d'ondes rectangulaires ; en b, mode $TE_{1,1}$ dans un guide d'onde circulaire.

Les ondes dans l'espace à trois dimensions.

Si le tube acoustique de la figure 9-8, la ligne de la figure 9-9 ou les guides d'ondes de la figure 9-15 sont ouverts à l'extrémité, une certaine partie de l'énergie qu'ils canalisent s'échappe en *rayonnement*. Cette énergie est rayonnée dans toutes les directions comme l'indique la figure 9-18. Comme la quantité d'énergie qui traverse des surfaces de plus en plus grandes est la même, l'énergie qui traverse une surface donnée diminue quand la distance de l'extrémité de la ligne (ou du tube) augmente. En d'autres termes, l'intensité du champ décroît avec la distance. On peut démontrer qu'aussi bien la pression acoustique que le champ électrique sont inversement proportionnels à la distance r de la source.

Etant donne que l'onde rayonnée devient de plus en plus faible quand on s'éloigne de sa source, il est important que celle-ci soit aussi puissante que possible. Dans le cas du tube acoustique, on a intérêt à élargir l'extrémité rayonnante et à lui donner la forme d'un cornet (fig. 9-19), ce qui aura pour

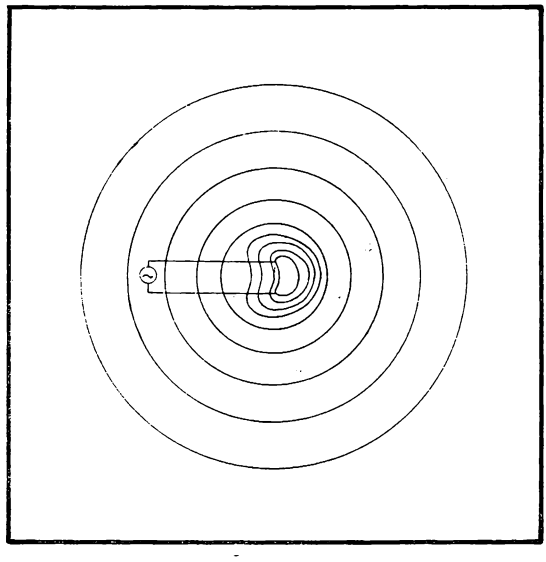


Fig. 9-18. — Rayonnement, à partir de l'extrémité ouverte d'une ligne de transmission, d'un tuyau acoustique ou d'un guide d'ondes.

effet de mettre un plus grand volume d'air en mouvement et d'augmenter la puissance rayonnée. Il est bien entendu que ce supplément d'énergie devra être fourni par le piston oscillant, car le cornet augmente la pression exercée sur le piston et fait travailler davantage celui-ci. A ce point de vue, le cornet se comporte comme un transformateur d'impédance, car il adapte « l'impédance » relativement basse de l'air à l'impédance élevée du dispositif acoustique.

L'extrémité de la ligne de transmission peut être terminée d'une façon similaire (voir fig. 9-20) si on en plie les extrémités de façon qu'elle forme un radiateur ou *antenne*. La distribution du courant et celle du champ magnétique correspondant (en coupe transversale) sont représentées sur les figures 9-20 *b* et 9-20 *c;* la distribution de la tension et celle du champ électrique correspondant sont indiquées sur les figures 9-20 *d* et 9-20 *e*. Comme dans le cas du cornet acoustique, la présence d'une antenne à l'extrémité d'une ligne augmente l'énergie rayonnée et cette énergie supplémentaire doit être fournie par le générateur. Là encore l'antenne se comporte comme un adaptateur

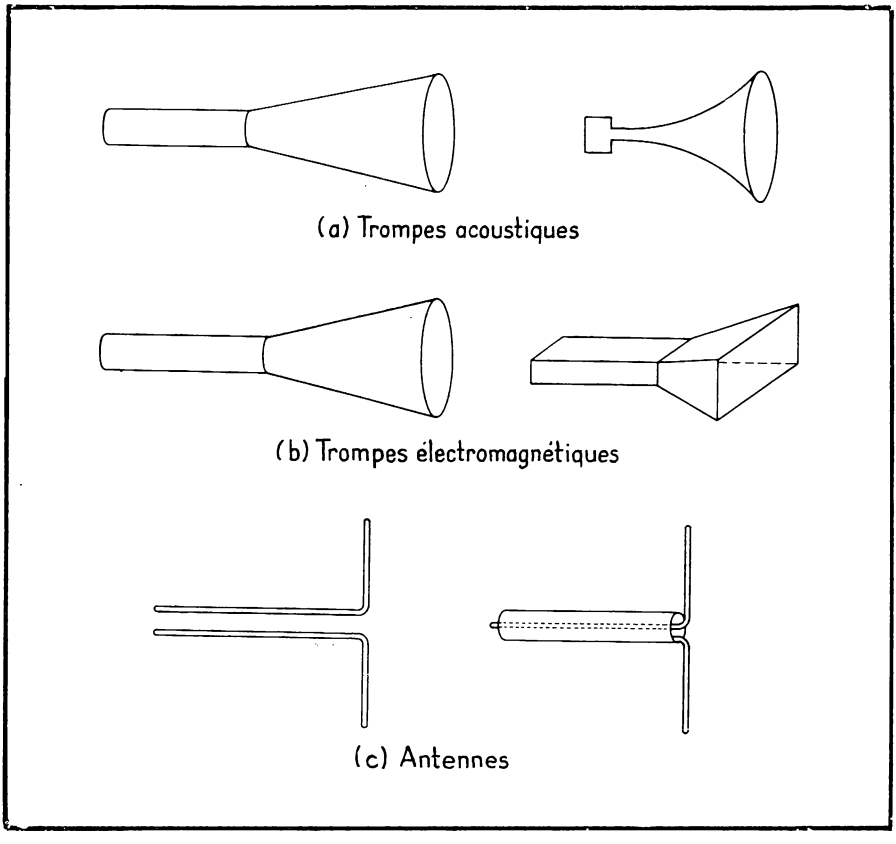


Fig. 9-19. — Radiateurs acoustiques et électromagnétiques.

d'impédance, destiné à coupler correctement le générateur avec sa charge qui est l'espace environnant.

Dimensions d'une antenne.

Pour être efficace, une antenne doit avoir des dimensions qui soient au moins du même ordre de grandeur que le quart de la longueur d'onde. Cela résulte clairement de la figure 9-20 *b;* on voit que les courants dans les parties rayonnantes de la ligne (les parties recourbées formant le radiateur) sont dirigés dans le même sens. Les champs électrique et magnétique correspondants auront également le même sens et produiront des champs résultants renforcés. Ce renforcement entraîne une forte augmentation de la puissance rayonnée. Celle-ci ira en augmentant avec la longueur des brins rayonnants jusqu'à ce que ceux-ci atteignent chacun une demi-longueur d'onde. Au-delà de cette longueur (fig. 9-21), il y aura, sur chaque brin, des tronçons sur lesquels le courant sera de sens opposé, ce qui aura pour effet de changer les directions dans lesquelles les puissances maxima sont rayonnées; l'antenne devient alors directive (voir chap. XVI). On verra plus loin que la

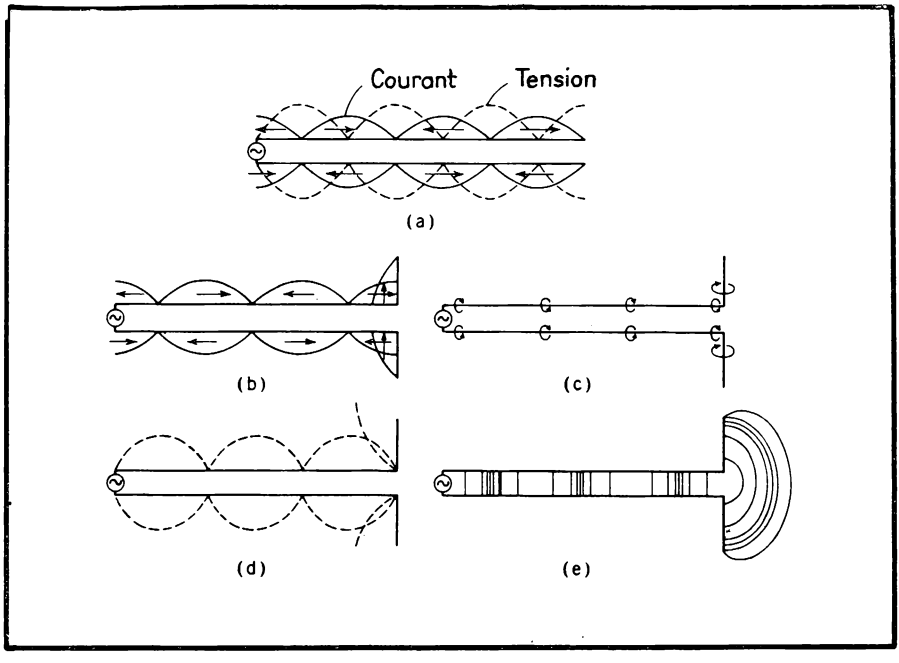


Fig. 9-20 (ci-dessus). Extrémité d'une ligne de transmission ouverte de façon à améliorer le rayonnement. En a, ligne non recourbée ; en b, ligne recourbée, avec indication de la distribution du courant ; en c, champ magnétique correspondant; en d, distribution de la tension ; en e, champ électrique correspondant.

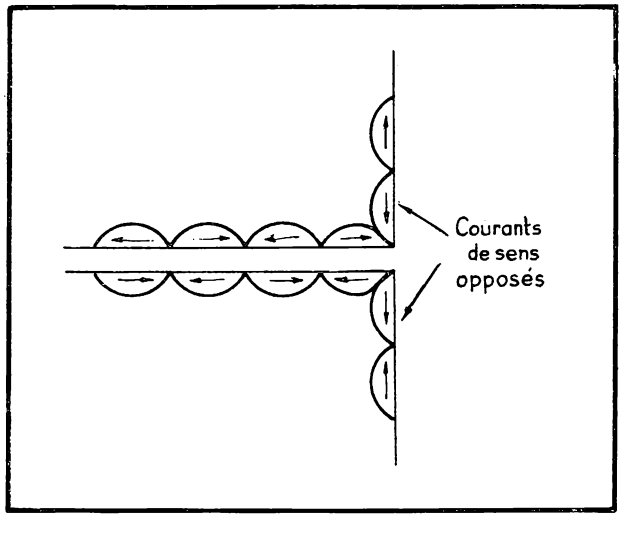


Fig. 9-21. — Antenne de longueur supérieure à une demi-longueur d'onde.

longueur la plus avantageuse pour une antenne est la demi-longueur d'onde; c'est celle qui est le plus couramment employée.

Résistance de rayonnement.

Lorsqu'une ligne de transmission est court-circuitée, ou laissée ouverte à son extrémité, l'onde directe est renvoyée en arrière et il n'y a pratiquement

pas de transport d'énergie (à part celle, négligeable, servant à compenser les pertes par effet Joule). Par contre, sur une ligne aboutissant à une antenne, une partie de l'énergie est rayonnée au lieu d'être réfléchie, et cette énergie est fournie par le générateur. Vue depuis celui-ci, l'antenne se comporte donc comme une résistance qui absorbe une certaine puissance. La résistance dont la valeur est telle qu'elle absorbe la même puissance que celle qui est fournie à l'antenne porte le nom de *résistance de rayonnement* de l'antenne. La puissance absorbée par la résistance est I^2R; la puissance fournie à l'antenne est I^2R_a, R_a étant la résistance de rayonnement et I le courant au point d'alimentation.

Mécanisme du rayonnement.

Jusqu'à présent, nous n'avons pas dit de quelle façon les ondes électromagnétiques quittaient les fils et se propageaient dans l'espace où il n'existe pas de fils, et où il n'y a, par conséquent, ni courants, ni charges électriques. Le phénomène du rayonnement est complexe et une image simple ne peut

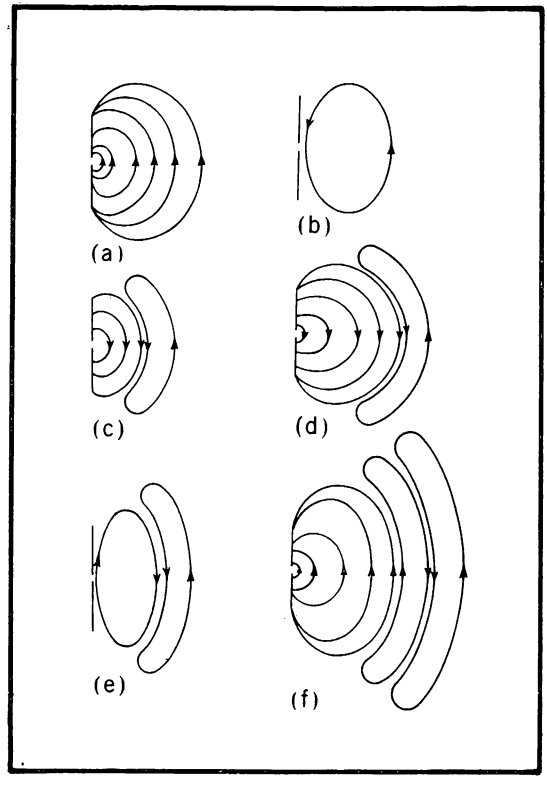


Fig. 9-22. — Distribution du champ électrique autour d'une antenne pendant les différents instants d'une période.

en donner qu'une notion approchée. La figure 9-22 *a* indique la distribution du champ électrique autour d'une antenne, à l'instant où la tension entre ses deux moitiés atteint sa valeur maximum. Quand la tension revient à zéro, les charges sur lesquelles les lignes de force aboutissent s'écoulent vers le centre (c'est le courant d'antenne) et les lignes de force se contractent. Toutefois, leur mouvement vers l'extérieur et, ensuite, leur contraction, durent un

certain temps (elles se déplacent à la vitesse de la lumière) ; en conséquence, lorsque les variations de la tension sur l'antenne sont rapides, celle-ci peut atteindre le zéro et commencer à croître dans la direction opposée avant que certaines lignes extérieures se soient recontractées. C'est ce qui est représenté sur la figure 9-22 *b* pour une ligne de force particulière. Cette ligne se détache et s'en va dans l'espace, poussée par une nouvelle série de lignes dues à la tension croissante de la seconde demi-période. Ce processus se répète et engendre un cortège de lignes de force fermées, se propageant dans l'espace à la vitesse de la lumière. Perpendiculairement à ces lignes de force, et à la même vitesse qu'elles, se propagent les lignes de force du champ magnétique. Elles forment autour de l'antenne des cercles dont le diamètre croît au fur et à mesure que le champ s'éloigne vers l'extérieur.

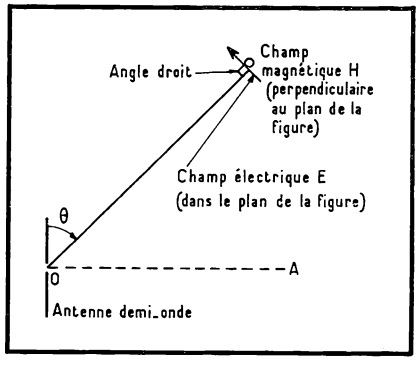


Fig. 9-23. — Orientation du champ électrique autour d'une antenne.

Quand les ondes électromagnétiques sont guidées par une ligne, il existe un champ électrique et un champ magnétique; on considère que le premier est produit par le courant (les charges mobiles). Mais, à son tour, le champ magnétique mobile engendre une tension qui correspond au champ électrique.

Maxwell a démontré que l'intermédiaire constitué par les charges et les courants n'était pas nécessaire, et qu'un *champ électrique variable est équivalent à un courant.* Ce courant, qu'il a appelé courant de déplacement, peut donc produire directement un champ magnétique. De même, un champ magnétique variable engendre toujours un champ électrique.

C'est de cette façon que s'explique la propagation du champ électromagnétique dans les régions où il n'existe pas de conducteurs.

Orientation des champs électrique et magnétique.

Il résulte de ce qui précède que le champ électrique en un point éloigné de l'antenne est normal à la droite qui joint ce point à l'antenne; de plus, ce champ est situé dans le plan formé par cette droite et l'antenne. C'est ce qu'on voit sur la figure 9-23, où le plan indiqué se confond avec celui de la figure. La direction du champ magnétique est perpendiculaire à ce plan et, partant, perpendiculaire aussi au champ électrique. Les intensités des deux champs sont inversement proportionnelles à la distance de l'antenne *r*.

D'autre part, le champ est plus intense dans les directions perpendiculaires à l'antenne, telles que O A, que dans les directions formant avec l'antenne un angle θ plus faible (telles que O P). On exprime cette relation en disant que le champ est proportionnel à sin θ. Pour $\theta = 0$ le champ est nul. Cette relation n'est d'ailleurs exacte que pour les antennes courtes, dont la longueur est nettement inférieure à la longueur d'onde. Au-delà de cette

longueur les antennes deviennent directives, et rayonnent plus d'énergie dans certaines directions que dans certaines autres.

Antenne de réception.

Si nous substituons à l'émetteur, placé à l'extrémité de la ligne de transmission de la figure 9-20, un appareil récepteur, l'aérien devient une antenne de réception (fig. 9-24). Quand une onde électromagnétique, venant d'un émetteur éloigné, atteint cette antenne, le champ électrique y induit une

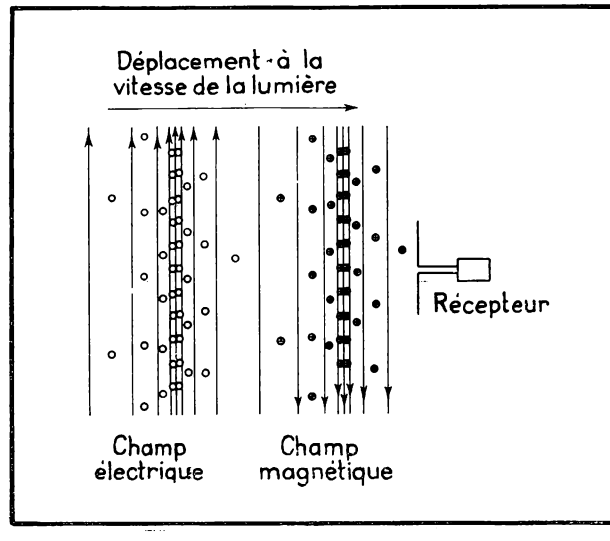


Fig. 9-24. — Comment une onde électromagnétique agit sur une antenne de réception.

certaine force électromotrice qui varie à la même fréquence que celle de l'antenne d'émission. On peut dire également que ce sont les lignes de force magnétiques autour de l'antenne qui y engendrent la force électromotrice captée. Les deux explications sont exactes et conduisent aux mêmes résultats. Toutefois, lorsqu'on calcule la force électromotrice induite dans l'antenne, il convient de considérer qu'elle est engendrée par le champ électrique ou par le champ magnétique, mais non par les deux ensemble, puisque chacun ne constitue qu'une vue différente du même phénomène.

CHAPITRE X

TRANSMISSION ET RÉCEPTION DE SIGNAUX PAR RADIO

Les ondes électromagnétiques comme moyen de transport de messages.

Pour transporter un message d'un point à un autre, il faut un agent de transmission. Les ondes électromagnétiques, plus communément nommées *ondes de radio,* constituent un agent de transmission idéal de signaux à travers l'espace, lorsque d'autres systèmes seraient trop coûteux ou impossibles à appliquer, comme c'est par exemple le cas lorsqu'on veut communiquer avec des véhicules en mouvement ou des avions. Ce moyen ne connaît pratiquement pas de limite de distance, et la liaison s'effectue avec une extrême rapidité, puisque les ondes parcourent environ 300 000 kilomètres par seconde.

L'onde qui sert en quelque sorte de véhicule aux signaux reçoit l'appellation d'*onde porteuse.* Il arrive qu'il en faille plus d'une, par exemple en télévision, où l'on en emploie deux, ce qui entraîne la distinction entre porteuse *son* et porteuse *image* (en langage abrégé).

Modulation.

Dans le chapitre IX, on a discuté de la façon de produire des ondes électromagnétiques. Dans les chapitres XIX et XX seront traitées les questions de la propagation des ondes et des antennes. Dans le présent chapitre, nous examinerons le processus de la modulation, par lequel le message est incorporé à l'onde porteuse.

Une onde entretenue pure, c'est-à-dire dont chaque période est l'exacte réplique de la précédente, ne peut transporter aucun signal. Pour que ce transport soit possible, il faut imposer à l'onde porteuse une série de changements que le récepteur sera capable de *détecter.* Autrement dit, la porteuse doit être *modulée* par quelque procédé.

Modulation d'amplitude.

Une certaine forme de modulation consiste à interrompre la porteuse à des intervalles correspondant aux traits et aux points du code télégraphique.

Dans ce cas, l'amplitude de la porteuse passe de zéro à sa valeur maximum. Changer l'amplitude de la porteuse, c'est la *moduler en amplitude.*

Toute variation de l'amplitude en dehors du niveau constant de l'onde entretenue peut être détectée par des circuits récepteurs convenablement disposés. Si les variations d'amplitude imprimées à la porteuse sont conformes aux ondulations complexes de la parole ou de la musique, ces sons pourront être fidèlement reproduits par le récepteur.

La modulation d'amplitude a beaucoup d'applications. Elle sert à la télévision, à la radiodiffusion, aux systèmes de guidage d'avions et de navires, au radar, à la phototélégraphie, etc. Bien que le contenu du signal, pour ces différentes applications, varie considérablement, le procédé par lequel est accomplie la combinaison de ce contenu avec l'onde porteuse reste le même dans son principe. Dans le récepteur, la séparation de l'onde porteuse et du signal est nommée *détection,* et le circuit affecté à cette fonction est le

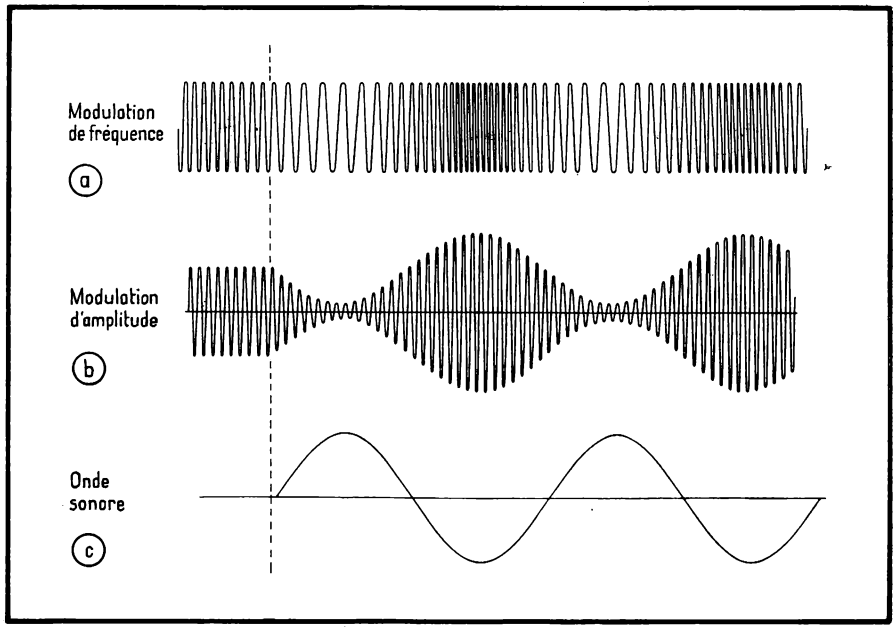


Fig. 10-1. — Modulations en fréquence et en amplitude.

détecteur. Quand la séparation est accomplie, la haute fréquence de la porteuse, désormais inutile, est éliminée.

Dans la modulation d'amplitude, la fréquence de la porteuse demeure constamment la même. Seule l'amplitude varie selon la modulation qui lui est imprimée par le signal à transmettre. Mais au lieu de faire varier l'amplitude, on peut faire varier la fréquence de la porteuse conformément au signal à transmettre. C'est ce qu'on nomme *moduler en fréquence.*

Modulation de fréquence.

Dans ce procédé, l'amplitude de l'onde porteuse demeure constante, et c'est la fréquence qui varie symétriquement de part et d'autre de la fréquence nominale de la porteuse, c'est-à-dire de la fréquence sur laquelle est accordé l'émetteur en l'absence de modulation. Par exemple, une porteuse à 1000 kHz

sera modulée de manière que les *excursions de fréquence* s'étendent de 925 à 1075 kHz — ou toute autre valeur nécessitée par le signal à transmettre. L'excursion de fréquence, dans ce procédé, est proportionnelle à la puissance instantanée du signal de modulation.

Dans le bas de la figure 10-1, on voit une onde à la fréquence du son, soit par exemple 1000 Hz. Au milieu, on voit une porteuse modulée en amplitude par cette onde à 1000 Hz, et, dans le haut, une porteuse modulée en fréquence par la même onde à 1000 Hz.

Modulation de phase.

On emploie d'autres procédés de modulation qui sont apparentés à la modulation d'amplitude ou à la modulation de fréquence. Par exemple, dans la modulation de phase, la phase de la porteuse est décalée tour à tour en avance et en retard d'une quantité proportionnelle à la tension instantanée du signal à transmettre. Comme il a été expliqué dans le chapitre III, une onde peut être représentée par un vecteur tournant. La modulation de phase consiste en quelque sorte à accélérer ou à ralentir la rotation de ce vecteur comparativement à la vitesse de rotation fixe qui représente l'onde non modulée. Par suite, ce processus engendre également une modulation en fréquence; car plus la fréquence de modulation est élevée, plus le vecteur doit « tourner » rapidement (la durée d'un cycle, autrement dit, est raccourcie en proportion du « message »). La différence avec la modulation de fréquence est que la variation de la fréquence de la porteuse est proportionnelle *à la fois* à la fréquence du signal de modulation et à son amplitude.

Un modulateur de phase peut être transformé en modulateur de fréquence en faisant usage d'un circuit compresseur, à l'entrée du signal de modulation, qui produise une atténuation proportionnelle à la fréquence de modulation. Certains émetteurs emploient cette méthode pour accomplir une modulation de fréquence. En écoutant la modulation fournie par un oscillateur sinusoïdal à fréquence fixe, il est généralement impossible, à la réception, de distinguer s'il est fait usage de modulation de phase ou de modulation de fréquence.

Modulation d'impulsions.

Il s'agit là d'un système particulier de modulation d'amplitude, et il est en usage pour certains types de relais à micro-ondes. Dans ce procédé, la porteuse est modulée au moyen de courtes impulsions rectangulaires qui ne constituent pas la modulation proprement dite, mais sont transmises constamment. En l'absence de modulation, elles sont toutes égales en amplitude et en espacement. Pour la modulation, elles peuvent être modifiées de diverses manières, soit qu'on augmente leur largeur individuelle, ou leur amplitude, ou leurs positions respectives le long de la porteuse. On peut encore associer ces différentes modifications. En général, ce type de modulation n'est employé que dans des systèmes de relais où l'on transmet simultanément une grande quantité de messages, et où il est possible de disposer d'une largeur de bande adéquate.

De plus amples détails concernant la modulation seront donnés dans les chapitres qui vont suivre. Les divers systèmes sont décrits ici le plus brièvement possible afin de souligner l'importance de la modulation de la porteuse par les signaux à transmettre, et le fait qu'il existe des méthodes variées, dont chacune a ses avantages dans un ou plusieurs systèmes de communications radio-électriques.

Eléments d'une liaison radio-électrique.

Les différents éléments essentiels d'une liaison radio - électrique sont représentés schématiquement sur la figure 10-2. Ce sont :

1. Un organe qui transforme le signal original en un courant électrique qui en est l'exacte réplique.
2. Un générateur de haute fréquence qui fournit l'onde porteuse.
3. Un modulateur qui imprime à la porteuse le signal de modulation.
4. Une antenne qui convertit les courants à haute fréquence modulés en ondes électromagnétiques.
5. Un milieu dans lequel les ondes se propagent vers l'antenne de réception.

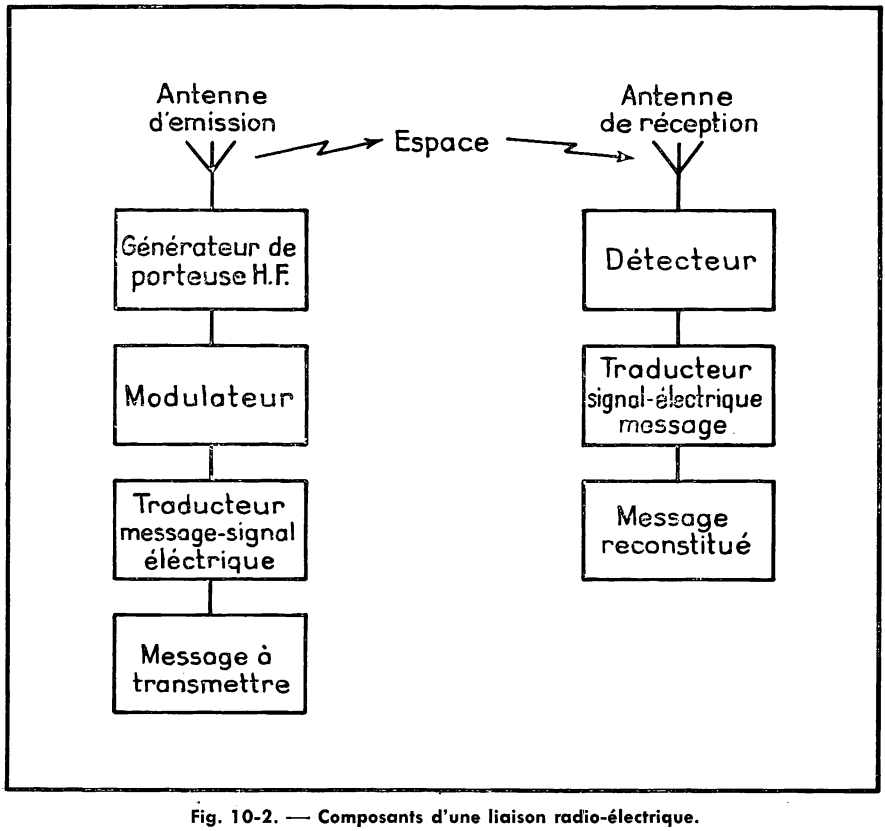


Fig. 10-2. — Composants d'une liaison radio-électrique.

6. Une antenne de réception qui reconvertit l'onde électromagnétique en courants à haute fréquence modulés.
7. Un détecteur qui sépare le signal de modulation de la porteuse et lui restitue sa forme originale.
8. Un haut-parleur ou tout autre dispositif qui donne au courant détecté une forme utilisable — par exemple celle d'ondes sonores.

Le modulateur qui imprime à la porteuse la forme du signal peut affecter différentes formes. Ce peut être un manipulateur Morse, un dispositif asser-

vissant constamment l'amplitude de la porteuse à un signal sonore, une image de télévision, etc., ou encore un dispositif agissant sur toute autre variable que l'amplitude, à condition qu'il accomplisse le but que l'on se propose, savoir faire subir à la porteuse une modification de ses caractéristiques de phénomène périodique invariable, lui conférant celles du signal à transmettre.

L'antenne d'émission, dans sa forme la plus simple, est un fil conducteur élevé en l'air et accordé sur la fréquence de l'onde porteuse. On lui applique la haute fréquence à la sortie de l'émetteur. Les courants qui circulent dans l'antenne produisent des ondes électromagnétiques, comme il a été expliqué dans le chapitre IX. Ces ondes circulent librement dans l'espace et atteignent l'antenne de réception. Néanmoins, elles subissent une atténuation causée par la rencontre des corps solides, de l'eau et des gaz ionisés de l'atmosphère. L'antenne de réception, également élevée dans l'air, intercepte les ondes, et les courants qui s'y produisent sont dirigés vers le récepteur par le fil ou la ligne de descente.

Le détecteur, partie essentielle du récepteur, sépare le message de la porteuse et lui restitue sa forme primitive. Le détecteur très simple qui convient à la modulation d'amplitude est un redresseur pour courants à haute fréquence. La figure 10-1 *b* montre un courant à haute fréquence modulé en amplitude. La ligne centrale est l'axe. Au-dessus de l'axe, le courant circule dans une direction, et, en dessous, il circule dans

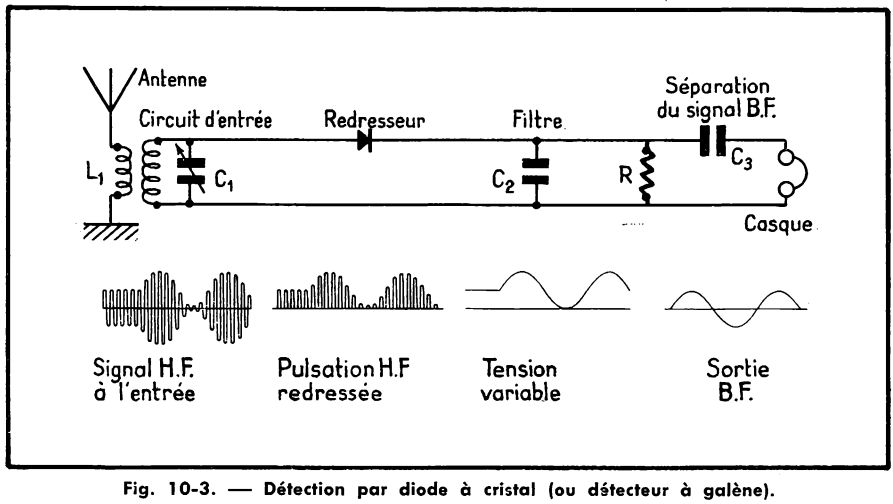


Fig. 10-3. — Détection par diode à cristal (ou détecteur à galène).

la direction opposée. L'insertion d'un dispositif qui ne laisse passer le courant que dans une seule direction produit des courants pulsés à la fréquence de la porteuse, courants dont l'amplitude varie selon la modulation. Si on charge un condensateur au moyen de ces courants unidirectionnels modulés en amplitude, comme le montre le schéma figure 10-3, la tension aux bornes du condensateur ondule proportionnellement à l'enveloppe du courant à haute fréquence modulé; c'est-à-dire qu'elle en suit les tensions de pointe instantanées. Dans une onde modulée en fréquence, l'enveloppe représente la puissance instantanée du signal.

Applications diverses.

Les applications des liaisons radio-électriques sont nombreuses et seront énumérées ci-dessous. En dehors des micro-ondes, qui peuvent être dirigées

en faisceaux étroits, la liaison par radio est réservée aux cas où une liaison par fil n'est pas possible. Cela est nécessaire afin d'éviter un encombrement excessif de l'espace.

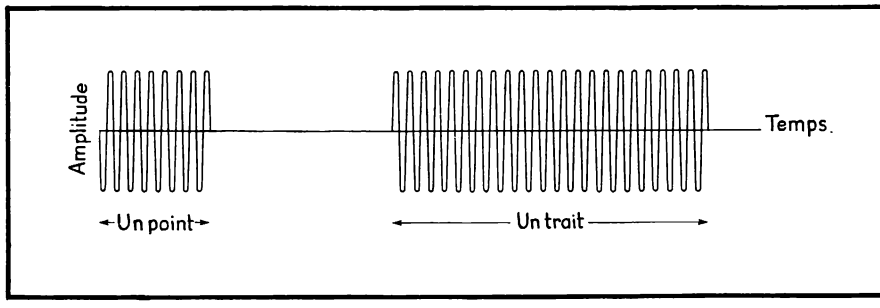


Fig. 10-4. — Télégraphie en ondes entretenues. La manipulation s'effectue par interruption de la porteuse. On a ici la lettre « A » (un point, un trait).

Il existe de nombreuses stations fixes, qui servent à la liaison télégraphique intercontinentale, à la phototélégraphie, aux téléscripteurs, à la téléphonie, à la transmission de fac-similés. Ces stations sont principalement affectées aux liaisons à très longue distance.

Les émetteurs mobiles servent aux liaisons entre véhicules, ou entre ceux-ci et des stations fixes.

Pour la radiodiffusion, une station est établie de manière à être reçue de n'importe quel point d'une zone étendue.

Types d'émissions.

Les messages peuvent être transmis, par l'intermédiaire d'une onde porteuse, de différentes manières exposées ci-après.

Radiotélégraphie.

Le message peut affecter la forme de traits et de points selon le code Morse. Le moyen le plus simple de créer de tels signaux consiste à interrompre la porteuse au moyen d'un manipulateur, comme le montre la figure 10-4 qui correspond à la lettre A (un point suivi d'un trait; l'inverse serait un N). Dans le trafic maritime, d'un navire à l'autre ou entre navires et stations côtières, la manipulation est généralement manuelle et se fait à une cadence de l'ordre de 20 mots à la minute. Dans le cas de la télégraphie intercontinentale, on emploie une manipulation automatique rapide. Des bandes de papier sont perforées et passent dans des appareils qui effectuent la manipulation des émetteurs à une cadence d'environ 300 mots à la minute. Au récepteur on applique un processus inverse.

Quand la transmission est manuelle, ordinairement l'opérateur est muni d'un casque à écouteurs et pratique la « lecture au son ». Le signal de détresse international des navires s'effectue sur une fréquence de 500 kHz. Une telle fréquence est très au-dessus de la limite d'audibilité. Afin de produire une fréquence audible, on pratique la réception par battement d'hétérodyne. L'hétérodyne est un oscillateur local qui produit par exemple, dans le cas envisagé, une fréquence de 501 kHz. L'interférence entre cette fréquence et celle de l'émission à 500 kHz produit un signal audible de fré-

quence égale à la différence, soit 1 kHz. La fréquence de l'hétérodyne est ajoutée au signal avant détection. Généralement, il est possible de faire varier cette fréquence afin d'obtenir la note que préfère l'opérateur.

Au lieu d'employer une onde entretenue pure à l'émission, comme dans l'exemple cité, on peut moduler la porteuse de l'émetteur avec une note fixe à la cadence des traits et des points, au lieu d'interrompre la porteuse. Il est évident que, dans ce cas, l'emploi de l'hétérodyne est inutile à la réception. Néanmoins, ce procédé offre peu d'avantages et est rarement employé.

Un procédé plus couramment employé en télégraphie rapide consiste à faire varier la fréquence de la porteuse à chaque trait ou point du signal Morse. C'est donc une forme de modulation de fréquence.

Téléscripteur.

Quand les messages sont très nombreux, les procédés manuels sont trop lents et trop coûteux. On emploie alors des sortes de machines à écrire spéciales. A l'émission, la machine sur laquelle on « tape » le message à la main effectue dans une bande de papier des perforations consistant dans l'assemblage, différent pour chaque signe, d'un certain nombre de points et d'espaces. La bande passe ensuite dans un manipulateur automatique à grande vitesse où les perforations sont converties en signaux électriques appliqués à l'émetteur. A la réception, les combinaisons de points déclenchent des relais qui agissent sur les touches de machines qui impriment le message sur une bande, directement en caractères lisibles.

Radiotéléphonie.

Le signal transmis est ici le son-parole, musique ou tout autre. La parole ou la musique produisent des ondes complexes qui se décomposent en un grand nombre de fréquences diverses d'amplitudes variables. Ces combinaisons changent à chaque instant. Pour une reproduction fidèle de la musique, il est nécessaire de transmettre des fréquences s'étendant d'environ 35 à 15 000 Hz sans atténuation, et sans que des sons parasites viennent s'y ajouter. Quand une telle onde complexe sert à moduler une porteuse, l'enveloppe de celle-ci en suit à chaque instant la forme complexe, de part et d'autre de l'axe, selon la figure 10-1 *b*.

Fac-similés.

Il s'agit dans ce cas de transmettre la réplique d'imprimés, de dessins, de photographies, etc. On emploie à cette fin un « traducteur lumière-courant » qui est une cellule photosensible, recevant à chaque instant un éclairement proportionnel à la teinte d'un point de l'image à reproduire. Celle-ci est généralement « balayée » au moyen d'un fin faisceau de lumière incidente, dont la portion réfléchie est captée par la cellule qui débite un courant dont l'intensité est proportionnelle à la quantité de lumière qu'elle reçoit. Le courant variable ainsi produit sert à moduler une onde porteuse. A la réception, le signal détecté actionne un « traducteur courant-lumière », fournissant une lumière d'intensité variable qui impressionne point par point, en synchronisme avec l'émetteur, une feuille de papier sensible.

Télévision.

Un émetteur de télévision emploie deux émetteurs dont l'un transmet l'image et l'autre le son. En France, le son est transmis en modulation d'amplitude, tandis que dans la quasi-totalité des autres pays, on emploie la modulation de fréquence. La modulation d'image est transmise point par point, comme il a été expliqué dans le paragraphe précédent. La différence principale est la cadence de transmission, extrêmement rapide dans ce cas, et interrompue à des intervalles déterminés pour la transmission de signaux

de synchronisation. Cette cadence de transmission produit des fréquences de modulation très élevées. Dans le standard français à 819 lignes, la fréquence maximum prévue est de 10 MHz. Cela oblige à des normes très sévères, auxquelles doivent se conformer les appareils divers qui ont à traiter de tels signaux, en en respectant la phase, la forme et l'amplitude sur une gamme extrêmement étendue. Ce sont en réalité les normes les plus sévères de toute la technique de l'émission. Les signaux d'images sont transmis en modulation d'amplitude.

Radar.

Il s'agit ici de déterminer la présence et la position d'objets le plus souvent mobiles (avions ou navires). L'onde est transmise par impulsions brèves séparées d'intervalles relativement longs, et dirigée en faisceau étroit dans la direction utile. Quand elle rencontre un obstacle, elle se réfléchit, et une portion en revient au récepteur (situé à côté de l'émetteur) qui mesure le temps employé à l'aller et retour. Quand on sait que la vitesse de propagation est de 300 000 km par seconde, la distance de l'objet sur lequel s'est opérée la réflexion peut ainsi être mesurée. La direction précise est repérée en observant l'intensité du signal réfléchi, qui passe alors par un maximum. Généralement, la distance et la direction sont indiquées par un tube cathodique commandé par le récepteur.

Aide à la navigation.

La radio sert beaucoup à la navigation. On emploie une grande variété de signaux et de dispositifs pour guider les atterrissages sans visibilité, mesurer des altitudes, faire le point, pour repérer la distance et la direction de stations fixes ou d'autres appareils, le pilotage automatique, la détection de nuages orageux, etc.

Télémesure.

On se sert dans ce cas d'ondes de radio pour transmettre des données permettant des mesures précises à distance. Un exemple simple est l'indication du niveau de l'eau dans un réservoir, une rivière, etc. On transmet aussi des données provenant d'appareils en vol d'essai, de fusées.

Télécommande.

La radio sert également à la commande à distance d'engins mécaniques, et se prête à cette technique avec beaucoup de souplesse, de rapidité et d'exactitude. On peut par exemple guider à distance la trajectoire d'un avion sans pilote, d'un bateau, la marche d'une locomotive, le fonctionnement d'un moteur, agir sur les commandes d'un central téléphonique.

Bandes latérales.

Quand une onde porteuse est modulée par le message à transmettre, des fréquences plus élevées et plus basses que la fréquence nominale d'émission sont produites. Du fait qu'elles sont réparties sur une étendue déterminée du spectre de part et d'autre de la porteuse, on les nomme fréquences latérales, et leur ensemble constitue les bandes latérales. Ce sont en réalité elles qui renferment tout le contenu de la modulation, et sans elles aucun message ne peut être transmis.

Une porteuse non modulée est formée d'ondes successives toutes identiques entre elles. Quand elle est modulée en amplitude, des fluctuations se produisent de part et d'autre de l'axe, mais l'amplitude moyenne ne change pas. Comme le montre la figure 10-1, en effet, l'effet de la modulation (à

1000 Hz dans cet exemple) est de faire augmenter ou décroître l'amplitude des oscillations à haute fréquence à ce rythme, ou autrement dit d'augmenter ou de réduire momentanément la puissance d'émission, sans changer la puissance moyenne. Mais un autre effet se produit : la fréquence de modulation s'ajoute et se retranche à la fréquence de la porteuse, produisant deux fréquences dont l'une est la somme et l'autre la différence et qui apparaissent de part et d'autre, comme le montre la figure 10-5 *a*. Cette figure montre que pour une modulation à 1 kHz, il se produit des bandes latérales s'étendant d'une part jusqu'à 999 kHz et d'autre part jusqu'à 1001 kHz, pour une porteuse à 1000 kHz. Une fréquence de modulation de 2 kHz ajoutée à la précédente donnerait une nouvelle extension des bandes latérales, les fréquences latérales devenant 998, 999, 1001 et 1002 kHz, comme le montre la figure 10-5 *b*.

La somme des amplitudes (mesurées en courants ou en tensions) de toutes les fréquences latérales ne peut dépasser l'amplitude de la porteuse. Par exemple, si l'émetteur est modulé au moyen d'une onde sinusoïdale unique, l'amplitude de la bande inférieure et celle de la bande supérieure seront chacune égales à la moitié de l'amplitude de la porteuse. Du fait que la puissance est proportionnelle au carré de l'amplitude (en courant ou en tension), la puissance de chaque bande latérale sera le quart de la puissance de la porteuse.

Si deux ondes sinusoïdales égales (à la fréquence près) modulent la porteuse, l'amplitude de chacune des quatre bandes latérales sera le quart de celle de la porteuse, la puissance de chacune en sera le seizième, et la puissance totale des bandes latérales sera donc égale à quatre seizièmes (soit un quart) de la puissance de la porteuse.

La figure 10-5 *a* montre que les bandes latérales existent de part et d'autre de la porteuse, et qu'elles sont identiques. Il n'est pas toujours nécessaire de transmettre les deux bandes latérales (inférieure et supérieure, en fréquence s'entend), puisque chacune d'elles renferme le contenu entier du message, de sorte que si l'on n'en transmet qu'une seule, il peut parfaitement en être extrait par la détection dans un récepteur.

Bande latérale unique ou partiellement supprimée.

Si, après avoir modulé en amplitude une porteuse, on élimine une des bandes latérales avant l'émission, on émet sur bande latérale unique. Ce procédé est employé pour améliorer le rendement de certains services, comme par exemple la téléphonie intercontinentale. Il est également appliqué en télévision; mais alors il reste une partie de l'une des deux bandes, à proximité de la porteuse. Selon le cas, on supprime la bande latérale supérieure, ou la bande inférieure (canaux inversés). Cette manière de procéder réduit presque de moitié la largeur du canal nécessaire à un émetteur, et c'est précisément la raison de son emploi en télévision. A l'origine, la modulation de la porteuse produit toujours deux bandes latérales. C'est après la modulation que l'une des deux est éliminée. L'emploi du procédé n'est pas généralisé parce qu'il cause certaines complications techniques, tant à l'émission qu'à la réception, et pour d'autres raisons qui seront mentionnées par la suite.

Suppression de la porteuse.

On a déjà expliqué que si la porteuse était seule émise, sans aucune bande latérale, aucun message ne serait transmis, car le contenu du message est entièrement situé dans les bandes latérales. Celles-ci apparaissent seulement lors du processus de modulation. On a dit aussi que, du fait que le

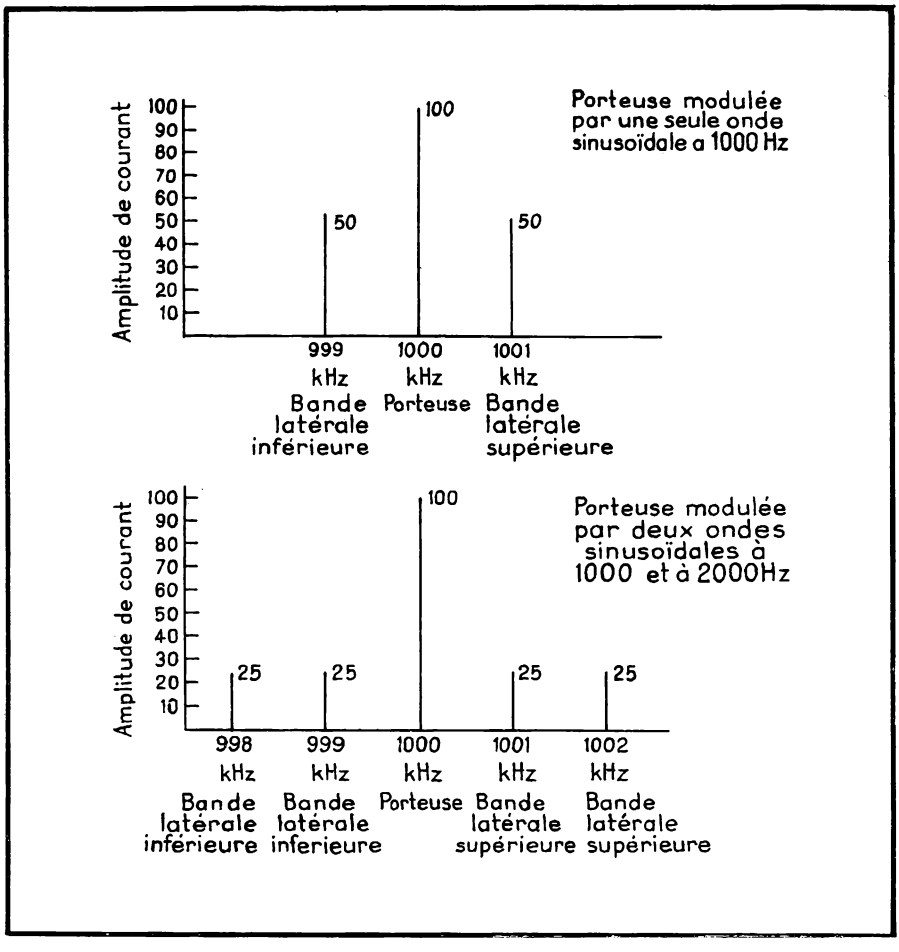


Fig. 10-5. — Rapports entre fréquence porteuse et bandes latérales (amplitudes relatives).

message se trouve en entier dans chacune des bandes latérales, la transmission d'une seule de celles-ci et de la porteuse est nécessaire pour qu'à la réception le processus de détection puisse s'opérer. La porteuse est nécessaire à l'émission et à la réception, mais il n'est pas indispensable que ce soit *la même* porteuse. Autrement dit, la porteuse peut être supprimée à l'émission, et remplacée dans le récepteur par une autre porteuse de même fréquence produite par un oscillateur local. Tant qu'une des bandes latérales est transmise, reçue et recombinée à une porteuse locale dans le récepteur, la transmission du message s'effectue correctement. Ce procédé est l'émission *à bande latérale unique et porteuse supprimée.*

Avantages du procédé.

1. L'élimination d'une bande latérale et de la porteuse réduit la largeur de canal nécessaire à celle d'une seule bande latérale. Lorsqu'il s'agit de transmettre la parole avec une largeur de bande réduite à 3000 Hz, la largeur de canal sera également de 3000 Hz, c'est-à-dire la moitié de ce qu'il faut

quand on emploie la modulation d'amplitude sans précautions spéciales. Il en résulte une économie de canaux.

2. Si à l'émission la suppression de la bande et de la porteuse s'opère dans des étages à faible puissance, l'étage de sortie n'aura à amplifier que la puissance représentée par une seule bande latérale; dans ces conditions, le rendement est au moins quadruplé par rapport au procédé classique, puisque en somme on peut, sans dépasser les limites de dissipation des tubes de puissance, transmettre le message (c'est-à-dire la seule bande qui le contient) avec une puissance quatre fois plus grande.

3. L'absence de porteuse évite les brouillages par battements d'interférence à la réception.

4. Ce procédé est favorable au secret des communications, du fait que dans un récepteur ordinaire, où une porteuse locale n'est pas ajoutée au signal, on n'obtient aucun son intelligible.

5. Du fait que la bande passante du récepteur peut être réduite à la largeur d'une seule bande latérale, une réduction considérable du bruit de fond est possible, ainsi qu'une meilleure élimination des brouillages.

Ce procédé tend à être employé de plus en plus par les émetteurs commerciaux et militaires, travaillant tant en télégraphie qu'en téléphonie, ainsi que pour le télétype. Si son emploi est restreint à ces cas particuliers, c'est surtout à cause de la complexité des récepteurs, qui doivent produire des porteuses locales de fréquence très précise. On comprend que, par exemple, on ne s'en serve pas en radiodiffusion, où l'on doit pouvoir se servir de récepteurs simples et peu coûteux.

Canaux.

De ce qui a été dit plus haut, on a pu déduire que pour transmettre un message quelconque par radio, il faut, outre la porteuse, des bandes latérales contenant le message, le tout occupant une certaine étendue du spectre des fréquences, laquelle dépend de la fréquence la plus élevée à transmettre, sans possibilité de « compression » au-delà de ce qui a été expliqué dans le paragraphe précédent. Bref, chaque émetteur occupe une bande de fréquences minimum que l'on nomme communément un *canal*.

Il faut se figurer ce canal comme une sorte de chemin privé, propre à l'émetteur, et d'où tout autre trafic est exclu (du moins dans une certaine zone géographique). Par exemple, l'émetteur de télévision à 819 lignes de Paris occupe une largeur de bande d'environ 13 MHz, les porteuses images et son étant respectivement sur 185,25 et 174,1 MHz. Mais ce canal est également celui de l'émetteur de Lille. Quand deux émetteurs, comme dans ce cas, occupent le même canal, il faut qu'ils soient situés à une certaine distance l'un de l'autre, afin qu'ils ne se brouillent pas mutuellement.

La largeur du canal doit être établie par une étude minutieuse de la largeur de bande minimum nécessaire à la transmission correcte d'un signal donné, avec la porteuse et la ou les bandes latérales.

Considérations pratiques sur la largeur d'un canal.

Il faut que de très nombreux émetteurs se partagent le spectre de fréquences disponible, et bien que celui-ci soit étendu, il est fort encombré. Il en résulte que, pour disposer du plus grand nombre possible de canaux, chacun de ceux-ci doit être de largeur strictement limitée. Comme cette largeur est proportionnelle pour chaque émetteur à la plus haute fréquence transmise, c'est cette fréquence maximum qui doit être délimitée. La transmission de la parole, par exemple, ne nécessitant pas que l'on reproduise des

fréquences plus élevées que 3000 Hz pour une bonne audibilité, c'est à cette largeur de bande passante que se limitent généralement les émetteurs mobiles de téléphonie.

En radiodiffusion, il serait souhaitable de pouvoir reproduire les fréquences jusqu'à 15 kHz, et par conséquent de disposer de canaux plus larges que les 10 kHz imposés à ce genre d'émissions. Mais si l'on agissait de la sorte, on limiterait considérablement le nombre des canaux disponibles. Il a donc fallu couper les fréquences élevées afin qu'il puisse exister plus d'émetteurs.

La radiodiffusion en modulation de fréquence a été créée afin de permettre une plus grande fidélité de reproduction des sons. Mais il a fallu placer les émetteurs sur une partie du spectre de fréquences très éloignée des gammes de radiodiffusion en modulation d'amplitude. Les porteuses ont des fréquences de l'ordre de 80 à 100 MHz, et les canaux sont beaucoup plus larges. Comme on le verra dans le chapitre XIV, le bruit de fond provenant d'une modulation en amplitude parasite est considérablement réduit si l'élongation de part et d'autre de la fréquence porteuse nominale, durant la modulation, est relativement grande. Un bon compromis en ce sens consiste à faire que cette élongation corresponde à cinq fois la fréquence de modulation maximum. Pour une bande de fréquences sonores de 15 000 Hz, cela donne donc une excursion de fréquence de 75 kHz de chaque côté de la fréquence nominale de porteuse, soit une bande totale de 150 kHz. Afin de permettre une telle largeur de bandes latérales avec une réserve suffisante contre les brouillages, la largeur de canal adoptée est de 200 kHz. En radiodiffusion en modulation de fréquence, une excursion de plus ou moins 75 kHz est donc considérée comme représentant une modulation à 100 %.

En télévision, les données sont beaucoup plus complexes, et il existe différentes largeurs de canaux selon les standards adoptés. En dépit des compressions effectuées, un canal pour standard 625 lignes occupe tout de même une largeur de bande de 6 MHz.

Spectre des fréquences radio-électriques.

On peut produire des ondes électromagnétiques depuis une fraction de p/s (ou Hz) jusqu'à des milliards de Hz. La partie du spectre la plus utile s'étend de 13 kHz à 10 000 MHz environ. Aux fréquences inférieures à 13 kHz, un canal peut être excessivement large par rapport à la fréquence porteuse, ce qui cause de sérieuses difficultés techniques quant à l'emploi et l'établissement des circuits. En outre, de telles fréquences nécessitent des antennes de dimensions prohibitives.

La propagation des ondes varie beaucoup selon les fréquences. Cette question sera traitée dans le chapitre XIX. De ce fait, il existe des fréquences plus favorables à certains emplois. Par exemple, les fréquences de 5 à 25 MHz conviennent aux liaisons à longue distance, tandis que pour le radar, la télévision et beaucoup d'autres emplois, elles ne peuvent convenir. Les fréquences d'environ quarante à plusieurs centaines de mégahertz sont les meilleures pour la télévision, parce qu'elles permettent sans complications excessives la transmission des larges bandes nécessaires. En outre, comme leur distance limite de propagation normale est de l'ordre d'une centaine de kilomètres, on évite les brouillages entre émetteurs éloignés occupant le même canal.

Les mêmes fréquences sont également d'emploi pratique pour les émetteurs téléphoniques mobiles, parce que leur propagation à courte distance est bonne et qu'elles évitent les brouillages à longue distance.

Les fréquences d'environ 150 à 1600 kHz conviennent à la radiodiffusion,

parce qu'elles permettent de couvrir des zones assez étendues sans causer de perturbations à très longues distances.

Pour beaucoup de fonctions de la catégorie du radar, des fréquences de milliers de mégahertz sont nécessaires, parce qu'elles permettent l'emploi d'antennes très directives à gain élevé d'encombrement modéré qui leur confèrent des caractéristiques de propagation comparables à celles de la lumière.

Répartition du spectre des fréquences radio-électriques.

Il existe dans le monde des dizaines de milliers d'émetteurs. Chacun d'entre eux emploie une porteuse de fréquence bien déterminée. Il est évident que si tous ces émetteurs avaient la même fréquence de porteuse, il en résulterait un effroyable mélange, car les récepteurs tendraient à les recevoir tous à la fois. Pour que les communications par radio s'opèrent de manière satisfaisante, il faut que chaque émetteur et les récepteurs qui le captent puissent fonctionner sans perturbations provenant d'autres émetteurs. On y parvient d'une part en opérant une répartition convenable des fréquences porteuses, et d'autre part en construisant les récepteurs de telle façon qu'ils soient capables de sélectionner exclusivement la fréquence désirée.

La multiplication des émetteurs a rendu difficile la tâche de trouver à chacun une place dans le spectre des fréquences. Pour parvenir à loger le plus possible de stations, il est essentiel de faire en sorte que les porteuses soient aussi rapprochées que possible en fréquence, sans pour autant gêner les récepteurs accordés sur d'autres émetteurs.

La gamme de 5 à 25 MHz est la plus propice aux liaisons à des distances de 1500 à 20 000 km, mais tous les pays doivent pouvoir en faire usage et il faut donc la réserver au genre de trafic pour lequel elle seule peut convenir. Du fait des très grandes distances auxquelles ces fréquences peuvent produire des brouillages par interférences, on donne rarement la même fréquence de porteuse à plusieurs émetteurs. Cette partie du spectre sert principalement à la télégraphie intercontinentale, à la radiodiffusion internationale, au télétype, à la transmission de fac-similés, aux standards de fréquences, aux usages militaires et à la navigation.

L'extension de la radiodiffusion a toujours été limitée par le manque de place dans le spectre des fréquences disponibles, et a nécessité l'emploi de canaux communs et, partant, la limitation des puissances d'émission, ainsi qu'un écart géographique suffisant entre émetteurs fonctionnant sur des fréquences communes ou voisines, et l'emploi d'antennes directives.

Réglementation.

Bien que tous les pays du monde aient le droit d'employer librement toutes les parties du spectre des fréquences, il a fallu élaborer des règlements internationaux et des accords déterminant les emplois des différentes parties en lesquelles il a été subdivisé et réparti. Ainsi, par exemple, les navires de toutes nationalités emploient en commun certaines fréquences et certains signaux, de sorte que les installations peuvent être standardisées et que malgré tout le trafic qui s'exerce dans le monde entier, il n'y a pas de brouillages avec les émetteurs locaux. Un tel arrangement simplifie considérablement les services, permet de recevoir n'importe où les signaux de détresse et de fixer des normes universelles quant aux largeurs de canaux, à la tolérance de dérive de fréquence, à la puissance d'émission, en plus du fait qu'il facilite beaucoup les problèmes d'administration et de réglementation.

Chaque pays a ses propres organismes de contrôle, s'occupant des émetteurs qui lui sont propres dans le cadre des accords internationaux, répar-

tissant les fréquences, établissant les règlements techniques et les standards. En règle générale, à part le cas de certains appareils fonctionnant sous de très faibles puissances, tout émetteur, pour pouvoir fonctionner, est soumis à des prescriptions techniques particulières, et son emploi nécessite une autorisation gouvernementale. C'est le cas, par exemple, des émetteurs d'amateurs, qui doivent répondre à certains critères techniques et exigent certaines connaissances de la part de leurs opérateurs.

Emetteurs de radio.

Dans son principe, un émetteur est simple. Il est constitué de deux sections principales, l'une produisant l'onde porteuse, et l'autre opérant la modulation de cette onde. La première est nommée section haute fréquence, et l'autre, section modulatrice.

Section haute fréquence.

La base de cette section est un oscillateur produisant un courant à haute fréquence, de fréquence déterminée. Pour maintenir cette fréquence à sa

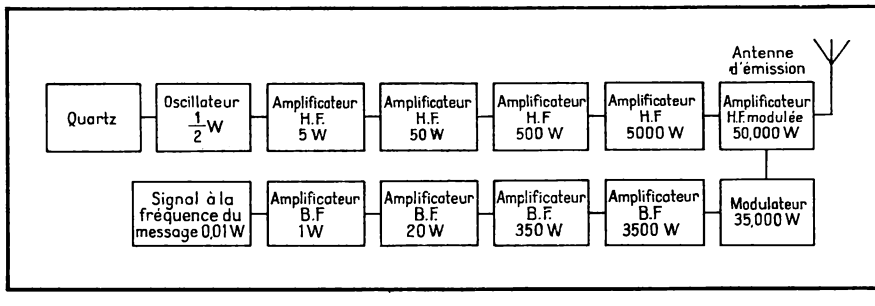


Fig. 10-6. — Schéma-bloc d'un émetteur de radio de 50 kW.

valeur, l'oscillateur comporte généralement des dispositifs de stabilisation, tel qu'un cristal de quartz qui constitue un circuit résonnant très précis fonctionnant à faible puissance. Il en résulte qu'il est nécessaire de le faire suivre d'amplificateurs capables d'amener le courant à haute fréquence à la puissance voulue pour l'émission. Tout émetteur important contient un certain nombre d'étages d'amplification, cinq, par exemple, pour un émetteur de 50 kW. Puisque la puissance délivrée par un oscillateur à quartz peut être de l'ordre d'un demi-watt, l'amplification de puissance est ici de 100 000 pour un fonctionnement normal.

Section modulatrice.

Le signal à transmettre est produit lui aussi sous une très faible puissance, et il faut donc également des amplificateurs pour l'amener au niveau nécessaire. La puissance électrique du signal de son produit par un microphone peut être de l'ordre de 10 mW. Dans un émetteur de 50 kW, cela signifie qu'il faudra une amplification de 3 500 000. Celle-ci demandera au moins quatre étages d'amplification à basse fréquence.

Dans un émetteur à modulation de fréquence, la section modulatrice offre de grandes différences par rapport à celle d'un émetteur à modulation d'amplitude. Néanmoins, elle accomplit la même fonction, qui est d'amplifier le signal d'entrée à basse fréquence et de produire la modulation de l'onde porteuse.

La figure 10-6 donne un schéma-blocs des sections en question.

Récepteurs simples.

L'antenne fournit au circuit d'entrée d'un récepteur un mélange de courants à haute fréquence modulés de toutes fréquences, provenant de tous les émetteurs qu'il est susceptible de recevoir. Par conséquent, avant de détecter un signal, il faut d'abord opérer une sélection, de manière à ne recevoir que celui-là. Cette fonction est accomplie par des circuits accordés sélectifs. Dans les récepteurs perfectionnés, le processus s'échelonne sur plusieurs étages.

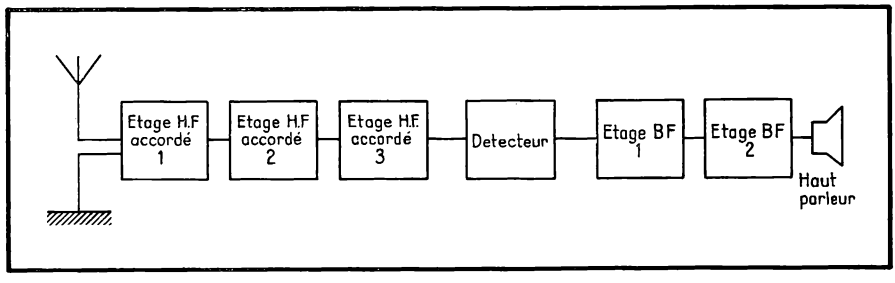


Fig. 10-7. — Schéma-bloc d'un récepteur à amplification directe. Les réglages d'accord des étages H. F. sont couplés mécaniquement pour le réglage unique. Ce modèle est peu employé actuellement.

Le plus souvent, le signal provenant des stations qu'on désire recevoir est trop faible pour qu'on puisse l'utiliser tel quel. Il faut donc commencer par l'amplifier. Un récepteur comporte donc, avant la détection, des étages d'amplification à haute fréquence. C'est dans cet amplificateur que s'accomplit en même temps le processus de sélection.

Une fois que le signal est rigoureusement sélectionné et suffisamment amplifié, on le détecte. Le signal détecté étant généralement trop faible pour actionner directement un haut-parleur, un tube cathodique ou tout autre traducteur, on l'amplifie encore. Il est normal d'inclure à ce point un dispositif permettant de régler à la valeur convenable le signal final. C'est la commande du volume sonore dans un récepteur de radiodiffusion.

La figure 10-7 représente un récepteur du type dit à *amplification directe.* Un tel récepteur peut donner des résultats satisfaisants pour certains usages. Pour les fréquences très élevées, telles que celles des signaux de télévision, il est toutefois difficile d'obtenir de cette manière une amplification suffisante, et, en outre, avec ce type de récepteur, l'obtention d'une sélectivité convenable pose des problèmes délicats qui sont plus faciles à résoudre avec un récepteur à changement de fréquence, dit *superhétérodyne,* bien que ce montage soit plus compliqué en principe.

Superhétérodyne.

La grande majorité des récepteurs actuels, quel que soit le type de signal à recevoir, est de cette catégorie. Ils évitent le principal inconvénient du récepteur à amplification directe, qui est de nécessiter une série de circuits, accordés sur toute la gamme à recevoir au moyen de condensateurs variables multiples actionnés par le même axe, et d'avoir un gain qui varie avec la fréquence reçue. Le principe du superhétérodyne est la conversion de toutes

les fréquences reçues à une valeur fixe qui est alors amplifiée. A cette fréquence, inférieure à celle des signaux captés, et dite *moyenne fréquence* ou mieux *fréquence intermédiaire* (M. F. ou F. I.), les amplificateurs fonctionnent mieux, et la courbe de réponse (de sélectivité) que l'on désire est plus facile à réaliser. En outre, ces amplificateurs peuvent être accordés sur une fréquence fixe prédéterminée.

Le problème de la conversion de tous les signaux d'entrée à une fréquence fixe est résolu au moyen du *battement* entre deux fréquences, dites *incidente* et *locale,* qui sera expliqué en détail dans le prochain chapitre. Il nécessite un oscillateur local accordé sur une fréquence variable, et un tube dit *convertisseur* opérant le mélange des deux fréquences.

Les parties essentielles d'un tel récepteur, destiné à la radiodiffusion, sont représentées sur la figure 10-8. On a supposé que l'onde incidente (le signal à recevoir) avait une fréquence de 1000 kHz. La fréquence locale produite par l'oscillateur et introduite dans l'étage convertisseur diffère de la fréquence incidente de 455 kHz. La fréquence intermédiaire est égale à la différence des deux fréquences, soit donc 455 kHz, valeur de la nouvelle porteuse ainsi obtenue par conversion, et autour de laquelle le signal original est reproduit avec ses bandes latérales. Après l'amplification à fréquence intermédiaire vient la détection, accomplie par un procédé classique.

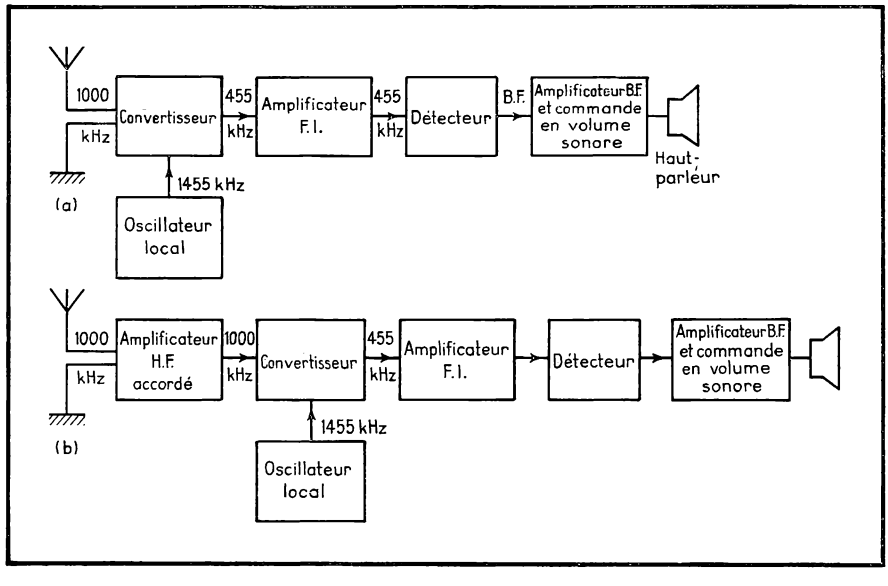


Fig. 10-8. — En a, superhétérodyne avec liaison directe du circuit d'antenne au convertisseur (changeur de fréquence). En b, superhétérodyne à étage H. F. précédant le convertisseur.

La fréquence de l'oscillateur varie avec l'accord du récepteur, de manière qu'entre elle et le signal incident il y ait toujours cette même différence de 455 kHz, c'est-à-dire la fréquence sur laquelle est accordé l'amplificateur à fréquence intermédiaire.

Une sensibilité et une sélectivité plus grandes peuvent être obtenues, entre autres avantages, si l'on fait précéder l'étage convertisseur d'une amplification en haute fréquence. C'est ce que montre la figure 10-8 *b*.

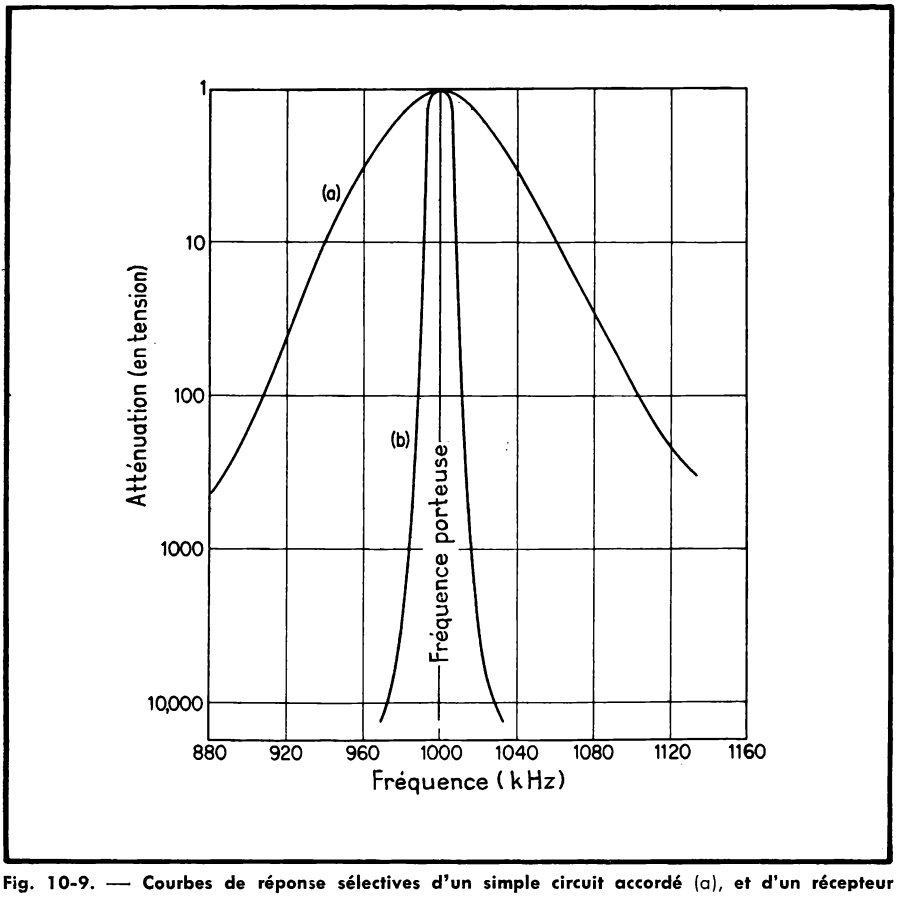


Fig. 10-9. — Courbes de réponse sélectives d'un simple circuit accordé (a), **et d'un récepteur superhétérodyne** (b).

Sélectivité des récepteurs.

Si les circuits accordés d'un récepteur possédaient des caractéristiques idéales, ils laisseraient passer sans atténuation toutes les fréquences du canal reçu et élimineraient totalement toutes les autres. Comme cet idéal ne peut être obtenu économiquement, les brouillages dus aux émetteurs occupant les canaux voisins sont à redouter. Dans certains cas, une marge de sécurité entre canaux a été prévue par les autorités. Dans d'autres cas, il a fallu laisser inoccupés localement les canaux voisins d'un émetteur, les réservant à des émetteurs éloignés. C'est le cas en modulation de fréquence. La figure 10-9 donne, en *a*, la courbe de sélectivité, évidemment très insuffisante, d'un ancien récepteur simple, et, en *b*, celle d'un superhétérodyne de construction plus récente. Dans ce cas, on a réalisé un compromis acceptable entre la bande passante et la *réjection* des fréquences latérales. Il sera parlé plus amplement de ce sujet dans le chapitre XIII.

Dans certains cas, on a réduit la largeur du canal nécessaire à une émission, comme cela a été expliqué plus haut. De cette façon, il est possible de loger un plus grand nombre d'émetteurs.

CHAPITRE XI

DÉTECTEURS POUR A.M. AMPLIFICATEURS H. F. MODULATEURS

Le chapitre X a décrit brièvement les éléments d'un système de liaison radio - électrique, la modulation et la démodulation ou *détection,* dans l'émetteur et le récepteur respectivement, ainsi que les fonctions des amplificateurs, en haute fréquence et à la fréquence du message. Le présent chapitre va donner de plus amples détails sur ces dispositifs.

Détection.

On a expliqué que la détection consiste à séparer le message de la porteuse, et à lui restituer sa forme originale. Il existe divers types de détecteurs, mais dans les systèmes à modulation d'amplitude, ils se ramènent tous au même principe; le processus s'accomplit en trois stades : un *redressement,* un *filtrage* et un *isolement du message.*

Redressement.

La figure 11-1 *a* montre une porteuse non modulée partant du point 1 et continuant de même jusqu'en 2, où une modulation lui est appliquée; ainsi sa tension de crête subit des fluctuations de part et d'autre de l'axe, de manière à former l'enveloppe correspondant à la forme d'onde du signal.

Dans le chapitre V, nous avons vu comment un courant alternatif appliqué à un redresseur ne traverse celui-ci que dans un seul sens, les alternances de sens opposé étant éliminées. Le premier stade du processus de détection consiste donc à soumettre l'onde modulée à l'action d'un redresseur, ce qui donne pour résultat des impulsions unidirectionnelles à la fréquence de la porteuse. Comme c'est une tension que l'on veut obtenir, le courant résultant de ce redressement traverse une résistance, selon la disposition représentée en *b*. Aux bornes de cette résistance apparaît donc une tension variable selon l'amplitude des alternances ayant traversé le redresseur; et cette tension affecte la forme représentée en *c*.

Filtrage.

Il s'agit maintenant d'éliminer ces impulsions, de manière à ne conserver que l'enveloppe, c'est-à-dire à obtenir un courant ne variant plus que selon la forme d'onde du signal qui a servi à moduler la porteuse. C'est ce qu'on obtient en branchant en shunt sur la résistance un condensateur C_1, comme on le voit en *d*. Le processus s'accomplit de la manière suivante : quand une alternance est appliquée à l'ensemble R C_1, la tension à leurs bornes augmente jusqu'à ce que le sommet soit atteint. Quand la tension décroît, sans la présence du condensateur, elle décroîtrait aussi aux bornes de la résistance. Mais une charge s'est accumulée dans le condensateur, qui va se décharger lentement à travers R, s'opposant à la chute brusque de la tension, de sorte que le courant dans R ne peut varier que lentement, selon la variation causée par la modulation. C'est donc finalement celle-ci que l'on retrouvera aux bornes de R C_1, selon la forme que représente la figure, en *e*. Quand le signal appliqué au redresseur n'est pas modulé, une tension continue invariable apparaît à la sortie (en *e*, à gauche de la figure), et pendant la modulation cette tension subit des fluctuations correspondantes. Comme celles-ci sont lentes, R peut décharger C_1 à une vitesse suffisante pour que la tension de sortie suive fidèlement la modulation. La variation du courant est la même que celle de l'enveloppe représentée en *a*.

Isolement du signal.

La forme d'onde représentée en *e* correspond bien au signal ayant servi à moduler l'émetteur, mais quelque chose s'y est ajouté : c'est en effet un courant continu modulé. Pour retrouver le signal pur, il faut l'isoler de ce courant, afin de retrouver un courant alternatif. On y parvient en interposant un condensateur C_2 dans la connexion de sortie, comme le montre la figure en *f*. Le courant alternatif traverse librement ce condensateur, mais le courant continu est arrêté. On trouve de la sorte une réplique fidèle du signal de modulation à la sortie du détecteur. Le processus est entièrement accompli, et le résultat final est représenté en *g*.

Exigences concernant les redresseurs.

Un redresseur est un conducteur électrique unidirectionnel. Comme les communications radio-électriques font usage de fréquences porteuses très élevées, les redresseurs destinés à ces fréquences doivent offrir quelques caractéristiques particulières. Par exemple, la capacité qui existe entre leurs électrodes doit être faible, de manière à ne pas constituer pour la haute fréquence une dérivation lui permettant de contourner le redresseur au lieu de le traverser. Ces redresseurs doivent être de petites dimensions, afin de ne pas former des capacités parasites exagérées avec les éléments environnants, et aussi afin de trouver facilement place dans des montages compacts. Il faut aussi que le redressement s'accomplisse correctement, même pour des tensions appliquées très faibles, et que les caractéristiques de redressement restent constantes pendant des périodes de fonctionnement pouvant atteindre plusieurs milliers d'heures.

Les principaux types de redresseurs employés à la détection sont les diodes à cristal, les diodes à vide et les triodes.

Diodes à cristal.

Beaucoup de cristaux possèdent des caractéristiques intéressantes permettant leur emploi comme détecteurs. Dans les débuts de la radio, on a employé le carborundum, la galène, le silicium, ainsi que diverses variétés

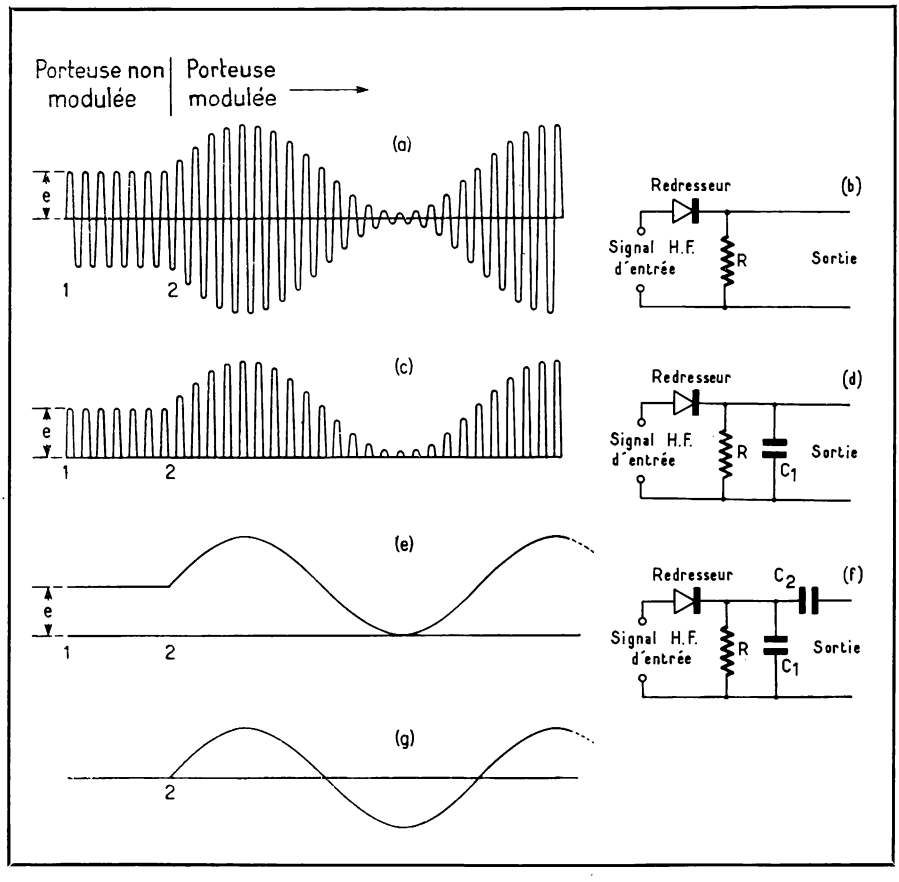


Fig. 11-1. — Détection d'une onde modulée en amplitude.

de pyrites, parfois avec des tensions de polarisation. Dans les dispositifs professionnels, on préférait souvent le carborundum à cause de sa robustesse et de sa stabilité de fonctionnement. La galène fournissait un détecteur très sensible, mais le point de contact était fragile et instable. L'étude des cristaux et du processus de redressement n'était pas suffisamment avancée, et comme on avait mis au point des tubes à vide donnant de très bons résultats, l'usage des cristaux fut très limité jusqu'à la dernière guerre. A cette époque, l'emploi de fréquences de plus en plus élevées posa des problèmes de redressement qu'il était difficile de résoudre au moyen des tubes à vide. En effet, à des centaines et des milliers de mégahertz, les surfaces d'électrodes d'une diode lui donnent une capacité shunt qui la court-circuite, et, de plus, le temps du transit électronique entre en jeu. Dans de telles conditions, les cristaux donnent de meilleurs résultats, de sorte que leur emploi devint très important. Leur étude méthodique a permis de mieux connaître leur structure, et des procédés ont été mis au point, qui permettent de les obtenir au degré de pureté désiré.

Les détecteurs à cristaux sont maintenant très employés dans les récepteurs de radio et de télévision et dans beaucoup d'autres appareils. Par

rapport aux tubes à vide, ils ont l'avantage de la petitesse, d'un branchement simple, n'ont pas de filament de chauffage qui consomme de l'énergie et peut se couper, sont économiques, possèdent une capacité inter-électrodes très faible, et sont pratiquement insensibles aux secousses.

Les détecteurs à cristaux actuels emploient le plus souvent le germanium et le silicium, dont la manipulation industrielle est facile et qui sont stables et de bon rendement. Un détecteur de type simple contient un cristal à peu près cubique de deux ou trois millimètres d'arête, fixé d'un côté dans une masse de métal fusible à basse température, qui forme une des sorties. L'autre électrode est une mince pointe de contact appuyée sur le cristal. Le tout est enfermé dans une enveloppe étanche à l'air et à l'humidité.

La figure 10-3 est le schéma d'un récepteur simplifié employant un détecteur à cristal.

Détecteur à diode.

Le détecteur à diode ne procure pas d'amplification. Mais il est d'emploi presque universel, parce qu'il est simple, économique, et qu'il donne une reproduction fidèle du signal. L'amplification nécessaire peut être facilement obtenue dans des étages associés au détecteur. La diode employée peut être à cristal ou à vide. En radio, sa résistance de charge est de l'ordre de 0,5 MΩ, de manière à ne pas amortir à l'excès le circuit oscillant. Dans les récepteurs à modulation d'amplitude, la diode à vide est le plus souvent

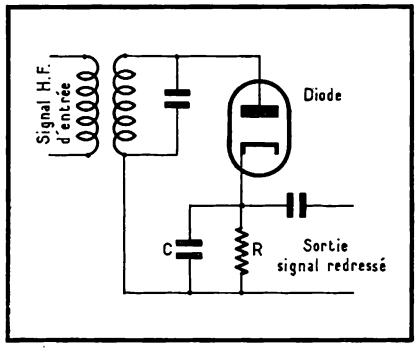


Fig. 11-2. — Détection par diode.

employée. Le schéma est celui de la figure 11-2, où on a omis les connexions de filament, ce qui fait que le schéma est exactement le même que dans le cas de la diode à cristal.

La figure 11-3 correspond à une diode douée de caractéristiques idéales. L'obtention de caractéristiques linéaires peut être obtenue par une bonne conception du circuit — dont l'emploi d'une résistance de valeur élevée. Une diode à cristal donnerait un graphique similaire. Dans ces conditions idéales, l'enveloppe est reproduite sans déformation, et, en pratique, cette déformation est très minime, pour autant que l'impédance de charge à la fréquence de modulation soit une fraction importante de l'impédance en courant continu. Si le rapport est trop grand entre les deux valeurs, ce qui peut provenir de l'emploi d'un condensateur de capacité excessive, une distorsion aura lieu, causée par le fait qu'un courant à la fréquence de modulation traversera le condensateur. Du fait de la présence de celui-ci, la charge en continu est toujours supérieure à la charge en alternatif.

Une diode peut offrir à la fréquence de la porteuse une impédance

différente de celle qu'elle offre aux bandes latérales. Son impédance d'entrée, ayant une valeur finie, impose une charge au circuit sur lequel est prélevée l'énergie. Il en résulte que la tension d'entrée est quelque peu inférieure à la valeur qu'elle aurait en l'absence de la diode. L'importance de cet effet dépend du rapport entre l'impédance du circuit oscillant et celle que présente la diode, et ce rapport peut différer quand on s'écarte de la porteuse. Il en résulte une altération du taux de modulation.

Or, cette altération pourra différer avec la fréquence de modulation, et produire une atténuation sélective des crêtes de modulation. Cet ennui peut être réduit par un calcul soigné du circuit.

Détection par triode.

On peut employer un tube triode en détection. Il existe deux types généraux, dits détection par la plaque et détection par la grille. La détection par la plaque peut être linéaire ou quadratique. Tous les détecteurs à triode dont il va être question procurent en même temps une amplification.

Détection linéaire par la plaque.

La figure 11-4 montre une triode montée en amplificatrice avec une

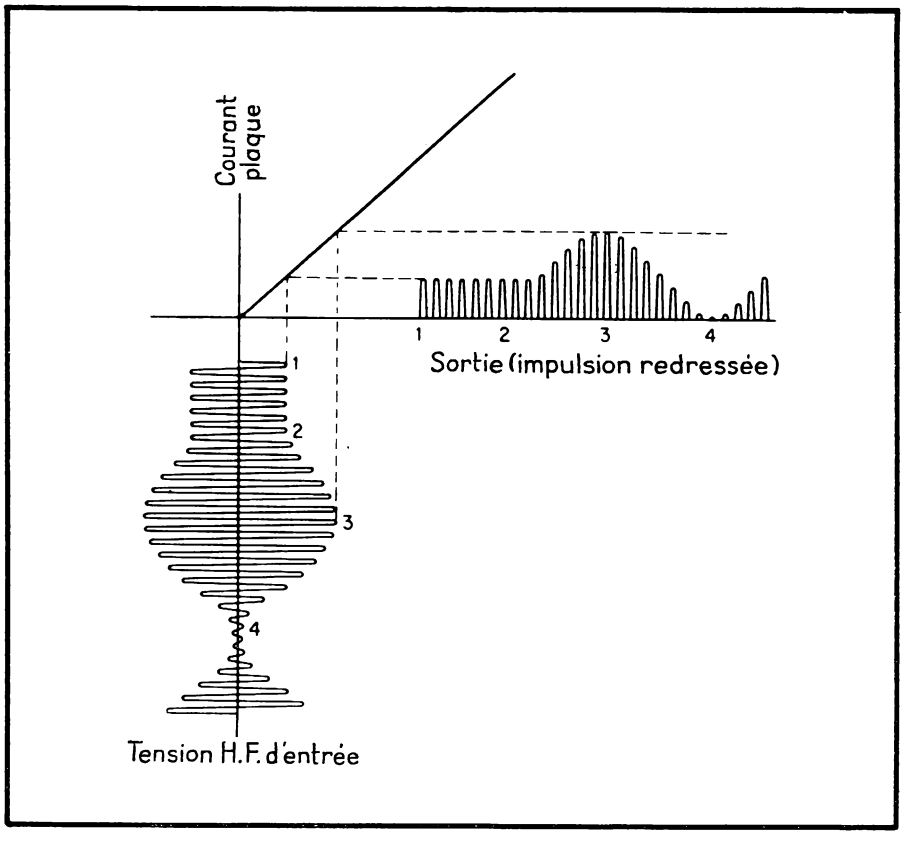


Fig. 11-3. — Caractéristiques d'une diode.

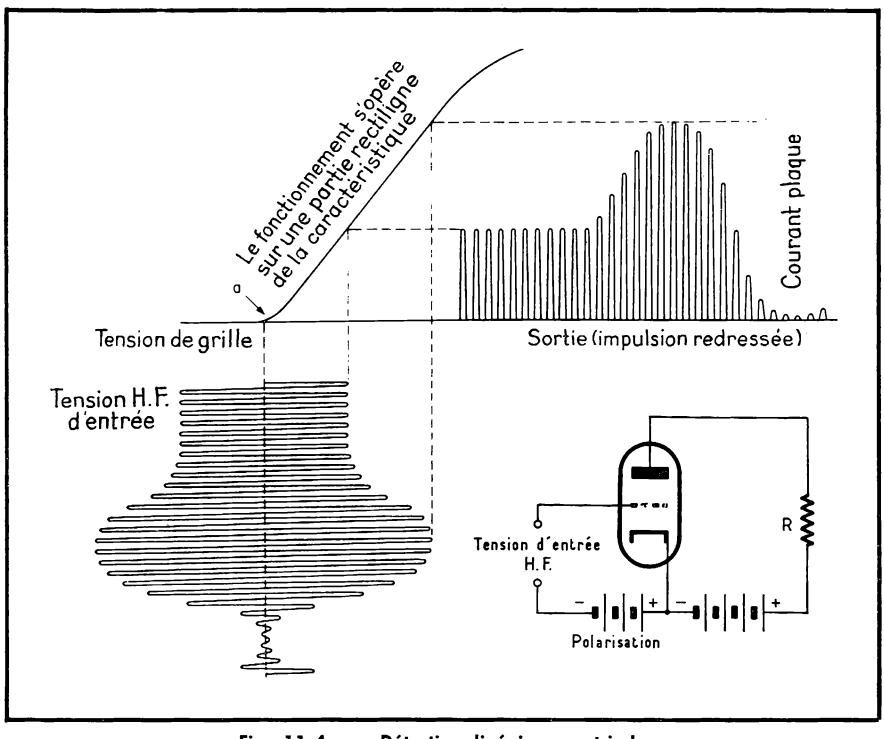


Fig. 11-4. — Détection linéaire par triode.

résistance de charge R. Si la grille est polarisée au point de coupure du courant plaque, on trouvera aux bornes de la résistance un signal de sortie composé des seules alternances positives du signal appliqué à la grille. Dans les conditions représentées, on retrouvera l'enveloppe du signal intacte dans le circuit de sortie. On voit que la lampe effectue un redressement du signal, et, moyennant un filtrage, comme dans le cas de la diode, le montage constitue un détecteur. La triode étant montée en amplificatrice, on trouvera le signal amplifié à la sortie.

La figure 11-5 représente le montage complet. La tension d'entrée est

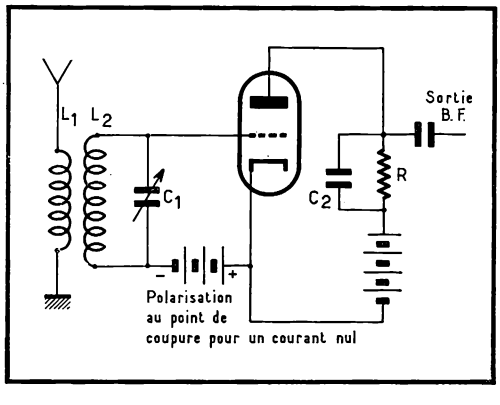


Fig. 11-5. — Détection plaque linéaire.

prélevée sur un circuit accordé L_2 C_1. La résistance de charge est shuntée par le condensateur C_2 qui filtre le produit de redressement, et le signal détecté est séparé des composantes continues par un condensateur de liaison.

Détection quadratique.

Pour qu'une distorsion ne se produise pas, il est nécessaire d'employer la portion linéaire de la caractéristique. La distorsion est causée par la courbure inférieure, et pour l'éviter il faut employer une portion étendue de la caractéristique — c'est-à-dire une tension de signal d'entrée importante.

Dans les débuts de la radio, on a opéré avec de faibles niveaux de signal, c'est-à-dire dans la courbure inférieure et avec une forte distorsion, comme le montre la figure 11-6. La différence n'est donc pas due à la lampe détectrice ni au montage, mais à la valeur du signal d'attaque, et par conséquent au degré d'amplification précédant la détection. La courbe de la figure 11-6 montre que la polarisation est insuffisante, et qu'une partie de l'alternance négative de la porteuse passe, cependant que la variation de pente de la courbe produit une déformation de l'enveloppe de modulation. Une détection quadratique est donc le fait d'un faible signal, et la courbe 11-6 n'est en fait que la portion courbée de la courbe 11-4, très agrandie.

La figure 11-7 montre les variations de pente le long de la courbe (courbures exagérées), et on y voit que, pour une même tension d'entrée, c'est dans la portion linéaire que la tension de sortie obtenue est la plus grande, ce qui montre que c'est dans l'emploi de cette portion que le rendement est le meilleur.

Détection grille.

Il est possible de faire le redressement dans le circuit de grille, comme le montre la figure 11-8, où l'on remarque que la grille et la cathode cons-

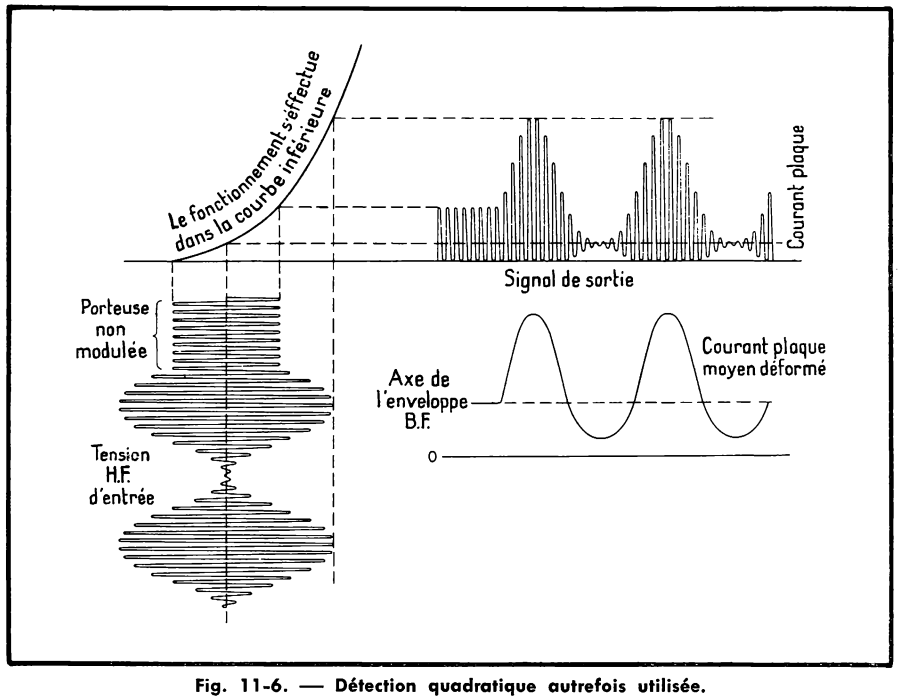


Fig. 11-6. — Détection quadratique autrefois utilisée.

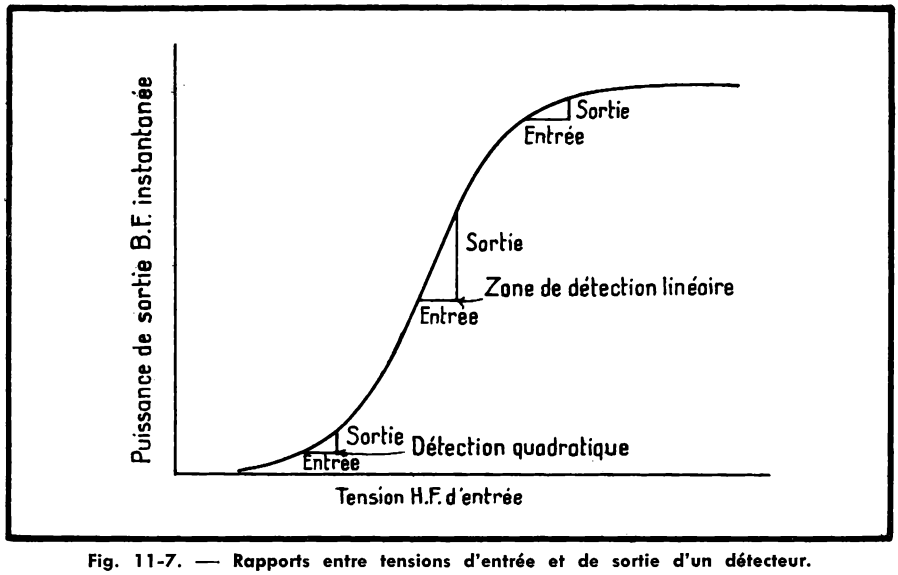


Fig. 11-7. — Rapports entre tensions d'entrée et de sortie d'un détecteur.

tituent une diode, et que la résistance de charge et le condensateur sont placés entre la grille (servant d'anode de diode) et le circuit accordé. Le circuit de détection proprement dit se ramène donc au schéma figure 11-2. Vu le sens dans lequel le redressement s'effectue, c'est l'anode de la diode qui est négative, et ici, cette tension constitue une polarisation négative de grille. La tension B. F. qui apparaît aux bornes de la résistance est appliquée directement à la triode, qui constitue de la sorte un étage amplificateur. Elle traverse le circuit accordé, qui ne lui oppose qu'une impédance négligeable. La tension B. F. amplifiée apparaît dans le circuit de plaque de la triode, dont la charge est ici constituée par un transformateur (ce qui n'est pas obligatoire). Du fait qu'une tension à la fréquence de la porteuse est appliquée à la grille, on la retrouve également amplifiée dans le circuit de plaque, et elle doit être éliminée, ce qu'effectue le condensateur C_3 placé en shunt aux bornes du primaire du transformateur.

La détection par la grille est très sensible : elle donne un signal de sortie important pour un faible signal appliqué à la grille; mais elle produit dans certains cas des distorsions.

A l'heure actuelle, les détections plaque et grille ont été presque complètement abandonnées, au profit de la détection par diode, parce que les amplificateurs dont on dispose permettent d'obtenir un niveau de signal d'entrée permettant d'employer au mieux ce type de détecteur.

Détection d'une onde entretenue pure par hétérodyne.

Il est nécessaire de bien comprendre en quoi consiste ce procédé, auquel il a été fait allusion dans le chapitre X, parce que le principe des battements, auquel il fait appel, reçoit de nombreuses applications, notamment dans les étages changeurs de fréquence des superhétérodynes.

La figure 11-9 *b* représente une onde entretenue constituant le signal. On désire que sa fréquence, supposée être de 1000 kHz, soit convertie en une autre fréquence, audible ou non. On supposera aussi que cette onde

entretenue sera interrompue par la manipulation, selon les signaux télégraphiques à transmettre. Si l'on applique cette onde à un détecteur comme ceux que nous avons examinés, aucune composante à basse fréquence n'apparaîtra à la sortie, puisqu'elle ne comporte pas de modulation capable d'être repro-

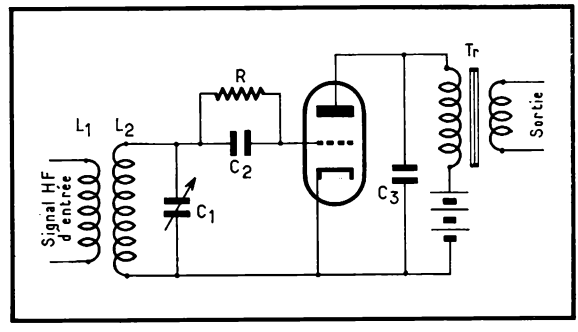


Fig. 11-8. — Détection par la grille.

duite par un écouteur. Mais si, comme on l'a dit brièvement dans le chapitre X, on ajoute à cette onde une autre onde produite par un oscillateur local, et dont la fréquence diffère de 1 kHz, par exemple, on pourra obtenir un son audible de fréquence égale à cette différence. Les deux ondes qui seront appliquées au détecteur sont représentées en *a* et *b*, figure 11-9.

Quand deux signaux à haute fréquence sont appliqués à un redresseur, on obtient à la sortie de celui-ci un signal constitué par leur addition. S'ils sont tous deux à la même fréquence, cette seule fréquence apparaîtra. Mais que va-t-il se produire si l'on applique deux fréquences différentes? Au moment où deux alternances se présenteront dans le même sens, elles s'ajouteront. Mais comme les alternances se succèdent à un rythme différent, tantôt elles seront de même sens, tantôt en opposition, tantôt dans des positions intermédiaires, de sorte que le résultat du mélange de deux fréquences sera tantôt une somme et tantôt une différence. La figure 11-9 *c* le montre. On trouve finalement une enveloppe où apparaît la différence des fréquences, dans le cas présent 1000 Hz. Cette nouvelle fréquence est extraite par la détection, comme il a été expliqué plus haut.

Le phénomène des battements reçoit quantité d'applications. En télégraphie, il permet de rendre audibles les entretenues pures. Dans ce cas, on se borne à interrompre la porteuse au rythme des signaux Morse. L'appareillage est simplifié, et la bande passante nécessaire très étroite, d'où le peu d'encombrement des bandes de travail, forcément limitées, de la télégraphie maritime, par exemple.

Dans un superhétérodyne, on emploie le même principe pour produire la fréquence intermédiaire au moyen d'un premier oscillateur dont le produit est mélangé à l'onde incidente, et s'il s'agit de recevoir de la télégraphie en entretenue, un deuxième oscillateur précède la détection.

Il va sans dire que la fréquence obtenue dépend toujours de celle de l'oscillateur local, et que, dans un superhétérodyne, pour obtenir une fréquence intermédiaire fixe, il suffit de faire en sorte que la fréquence locale diffère toujours, de la fréquence incidente, de la valeur de la fréquence intermédiaire à obtenir.

Dans un récepteur de télévision en U. H. F., par exemple, on se servira d'un oscillateur de battement pour ramener aux alentours de 42 MHz les fréquences de 470 à 890 MHz, en faisant varier la fréquence de l'oscillateur de 512 à 932 MHz. Pour la téléphonie à longue distance et les relais à micro-ondes, des porteuses et sous-porteuses à haute fréquence sont très employées, et les positions relatives de celles-ci sont déterminées par le même procédé.

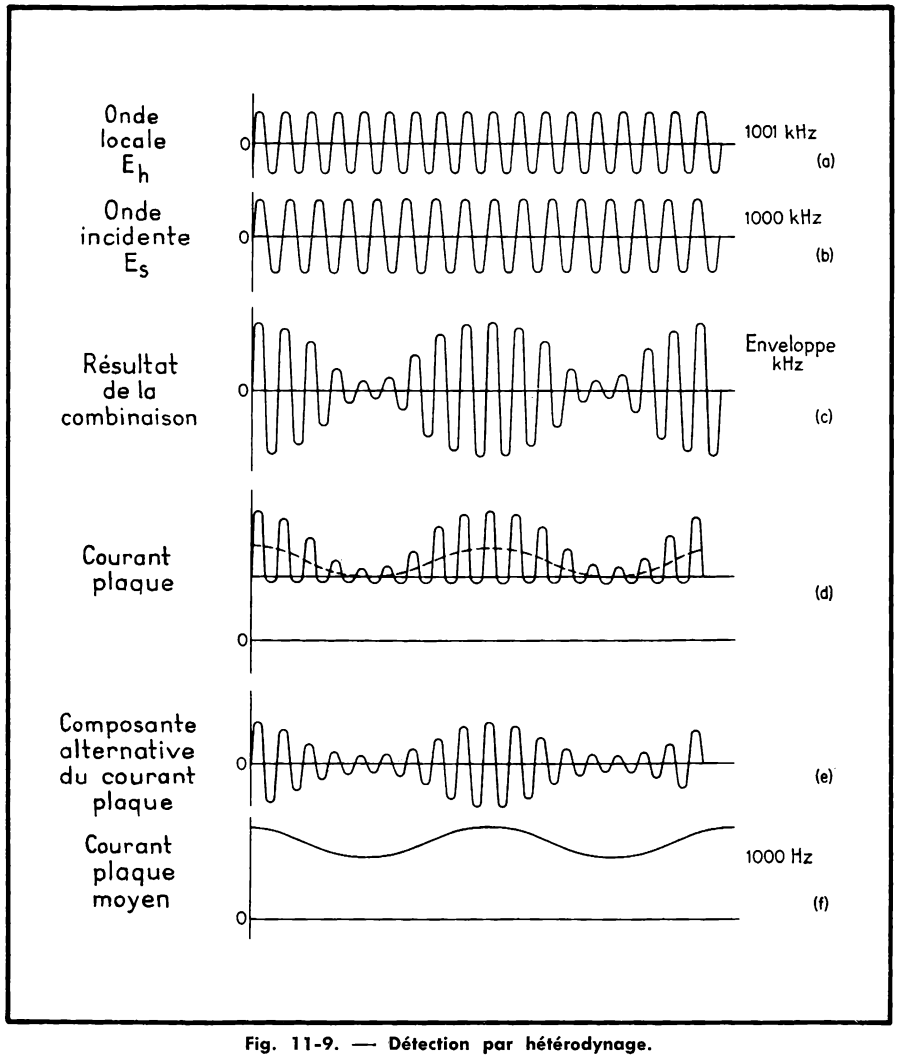


Fig. 11-9. — Détection par hétérodynage.

Dans certains appareils, on le répète sur deux ou plusieurs étages successifs. Bref, c'est un des artifices les plus commodes de la technique.

Evidemment, quand le signal télégraphique est modulé à une fréquence audible constante avant d'être découpé en traits et en points d'alphabet Morse, le système de l'hétérodyne de battement n'est pas nécessaire, et un récepteur ordinaire convient, puisque le détecteur reproduit la modulation audible.

Amplificateurs de haute fréquence.

Ces amplificateurs sont employés tant en émission qu'en réception, et généralement là où il est nécessaire d'augmenter la puissance, la tension ou l'intensité d'un courant à haute fréquence. Il existe pour accomplir cette

fonction une grande variété de modèles de tubes à vide, depuis ceux, gros comme un bout de crayon, des récepteurs U. H. F. portatifs, jusqu'aux énormes modèles d'émission de deux mètres de haut, refroidis par eau sous pression, et qui délivrent des puissances de sortie de centaines de kilowatts. Dans l'ensemble, néanmoins, les principes de fonctionnement sont les mêmes, quelle que soit la catégorie, quand il est question de triodes, de tétrodes et de pentodes classiques. Dans beaucoup de cas les mêmes types peuvent servir indifféremment en haute ou en basse fréquence. Les tubes spécialement conçus pour les hautes fréquences ont des connexions d'électrodes courtes pour diminuer les inductances parasites, des capacités internes aussi faibles que possible pour éviter les effets de réaction indésirables, et ils comportent souvent des grilles-écrans.

Différences entre amplificateurs H. F. et B. F.

Il est important de connaître les facteurs qui font différer les types d'amplificateurs. La figure 11-10 en montre plusieurs. En haut, on voit le classique amplificateur à liaison par résistances et capacités, décrit dans le chapitre VII. Cet amplificateur peut fonctionner en B. F. sur des fréquences très diverses, et même en haute fréquence dans certaines limites. En effet, plus la fréquence augmente, et plus la résistance de charge d'un étage est shuntée par la capacité parasite de sortie, ce qui fait que le gain diminue proportionnellement. Un tel amplificateur n'est évidemment pas sélectif : il ne répond pas à une fréquence bien déterminée. Il ne peut donc contribuer à la sélectivité d'un récepteur. En outre, son rendement est mauvais, à cause de la dissipation de puissance I^2R dans la résistance de charge. Il ne convient donc pas à l'amplification de puissance, ni à l'amplification à haute fréquence, et on le réserve aux étages à basse fréquence où la puissance en jeu est faible. La principale différence entre amplificateurs H. F. et B. F. réside dans le type des éléments de liaison entre étages.

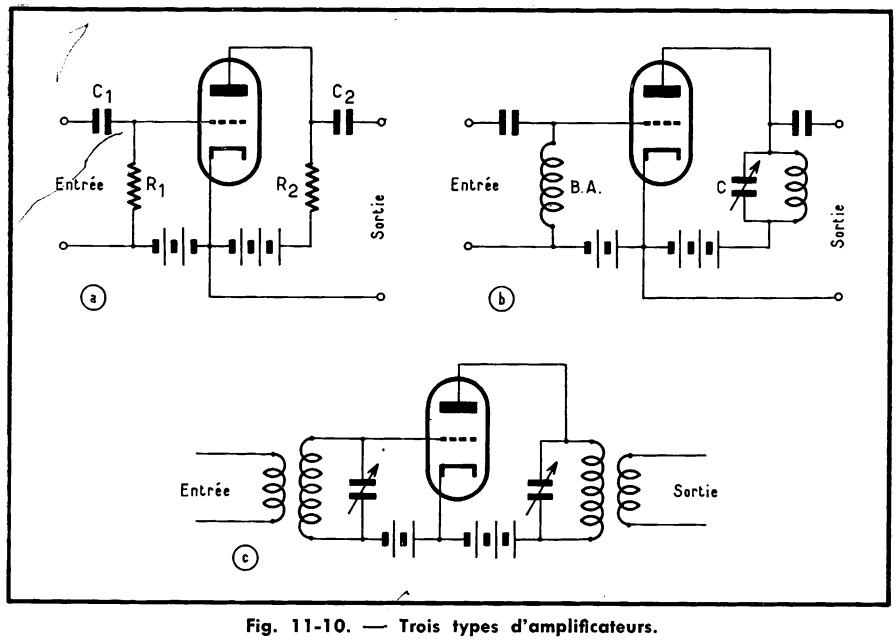


Fig. 11-10. — Trois types d'amplificateurs.

La figure 11-10 *b* montre un amplificateur H. F. où la charge de plaque est constituée par un circuit accordé parallèle (circuit « bouchon »). Ici, la charge est sélective, sa fréquence de réponse est ajustable, la dissipation de puissance dans l'élément de liaison est éliminée, et la tension d'alimentation peut être réduite, puisque aucune chute de tension ne se produit dans cet élément, comme cela se produit dans la liaison par résistance.

La figure 11-10 *c* montre un étage où les circuits de grille et de plaque sont tous deux accordés. Quand il y a plusieurs étages successifs, les montages *b* et *c* sont pratiquement équivalents, puisque le circuit accordé de sortie d'un étage est en fait le circuit d'entrée du suivant. Ainsi, la sélectivité des circuits accordés successifs est cumulée.

Nous avons vu, dans le chapitre III, qu'un circuit accordé parallèle offre une impédance très élevée à sa fréquence de résonance, et que cette impédance décroît rapidement des deux côtés de cette fréquence. Il en résulte que la tension produite aux bornes du circuit décroît de même, d'où l'obtention de la sélectivité. L'impédance peut être ajustée à une valeur optimum pour l'obtention de la tension ou de la puissance de sortie désirée.

En réception, on recherche la sélectivité, le gain élevé et la facilité d'accord. En émission, ce qui compte surtout est le rendement en puissance et le gain, la sélectivité et la facilité d'accord étant des facteurs secondaires.

Les amplificateurs à couplage par résistances et capacités donnent en B. F. de très bons résultats aux faibles puissances, en ce qui concerne la qualité de reproduction. Dans ce cas, la dissipation dans les résistances de charge est souvent facteur négligeable. Ce fait est particulier à cet emploi. En H. F., les résultats à obtenir obligent à employer des circuits résonnants.

Adaptation d'impédance dans les couplages par circuits résonnants.

Un circuit accordé employé en liaison peut servir de dispositif d'adaptation des impédances. C'est là une possibilité particulièrement intéressante dans les émetteurs, où les fortes puissances en jeu nécessitent l'obtention du rendement optimum. Pour obtenir ce rendement, il faut amener l'impédance de charge à la valeur qui convient à l'étage : or, la charge est constituée par un circuit accordé, et il est possible de faire varier l'impédance offerte au tube amplificateur par ce circuit, ce qui permet de réduire les pertes à un minimum.

La figure 11-11 *a* représente un circuit résonnant parallèle composé d'un condensateur C aux bornes d'un bobinage L (une inductance), celle-ci en série avec une résistance R. Idéalement, à la fréquence de résonance du circuit, on trouve aux bornes ZZ une impédance Z assimilable à une résistance pure. Avec les valeurs indiquées, le circuit doit résonner aux environs de 1000 kHz. A cette fréquence, quand R est nulle, Z est théoriquement infinie. Pour R = 10 Ω, Z = 10 000 Ω. Pour R = 100 Ω, Z = 1060 Ω. Il en résulte que l'on peut déterminer la valeur de R pour faire varier l'impédance du circuit accordé et l'amener à n'importe quelle valeur adoptée comme charge de l'étage, la charge imposée au circuit, quand elle est équivalente à une résistance de 10 Ω, étant transformée en une impédance de 10 000 Ω.

Ce sujet a déjà été développé dans le chapitre III. Un circuit parallèle peut être accordé de manière à procurer l'impédance convenable à sa fréquence de résonance. Dans le cas de la téléphonie, il faut que cette impédance soit respectée sur les bandes latérales, afin que celles-ci soient amplifiées également.

La figure 11-11 donne en *b* les courbes de résonance correspondant aux valeurs de résistance envisagées plus haut. La courbe A (résistance nulle) montre que la pointe de résonance s'élève à l'infini (aperçu purement théorique), correspondant à une impédance également infinie. La courbe B correspond à une résistance de 10 Ω. Supposons qu'il s'agisse de transmettre des fréquences de modulation s'étendant jusqu'à 10 000 Hz, il faut que l'on occupe la portion de courbe comprise entre 990 et 1010 kHz, et l'on voit que l'impédance varie quelque peu le long de cette portion. Néanmoins,

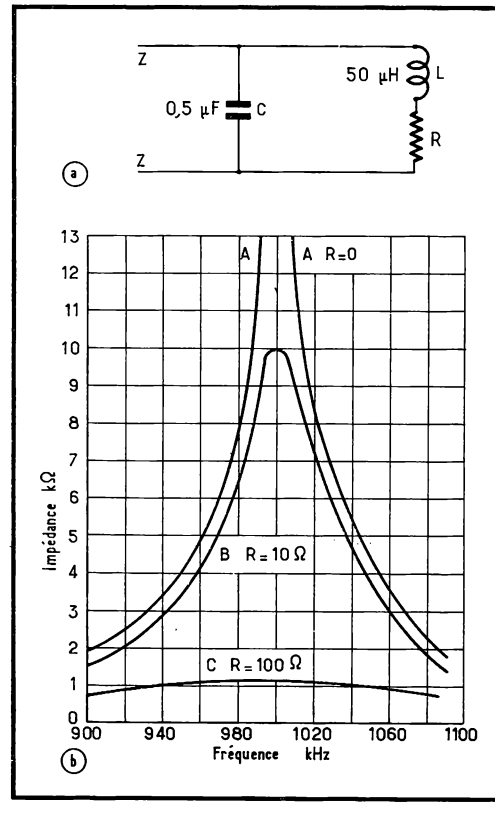


Fig. 11-11. — Effet du circuit accordé sur l'impédance de charge.

moyennant quelques précautions assez faciles à réaliser, un amplificateur à haute fréquence peut fonctionner convenablement dans ces conditions. La courbe C correspond à une résistance de 100 Ω. On voit que la variation d'impédance est négligeable sur une étendue considérable. Toutefois, il est difficile de constituer au moyen d'un tel circuit une charge de plaque d'impédance suffisante. Par conséquent, si l'on tente d'obtenir par ce moyen une courbe de résonance très plate, le circuit accordé ne constitue plus un mode de couplage inter-étages convenable. Il faut alors faire appel à des circuits plus complexes.

Suppression des harmoniques.

Les tubes à vide produisent des harmoniques qui causent des rayonnements indésirables lorsqu'on les couple directement à une antenne. Pour

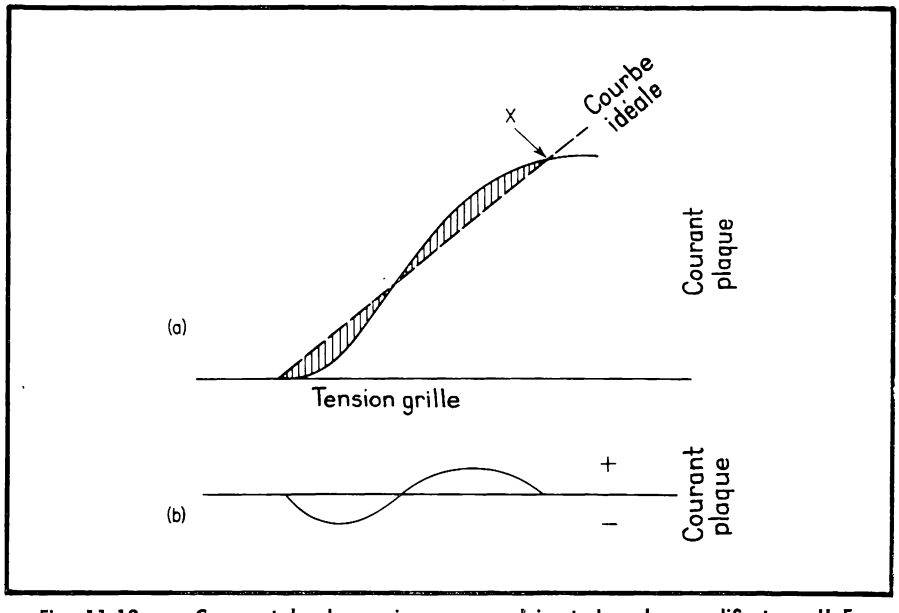


Fig. 11-12. — Comment les harmoniques se produisent dans les amplificateurs H. F.

éliminer cet effet, des précautions spéciales sont nécessaires. L'harmonique deux de 1000 kHz est 2000 kHz, l'harmonique trois, 3000 kHz, etc. Si on ne les supprime pas, un émetteur peut causer des interférences avec d'autres qui travaillent sur des fréquences harmoniques de la sienne. Les courbes de la figure 11-11 ne s'étendent pas aux harmoniques, mais on comprend que du fait qu'à ces fréquences l'impédance est basse, les tensions développées aux fréquences harmoniques doivent l'être également, de sorte que par l'emploi d'un tel circuit, on doit parvenir à les éliminer. Toutefois, ce n'est pas suffisant lorsqu'il s'agit de les éliminer à la sortie d'un émetteur.

Une forte charge imposée à un amplificateur est une cause de production d'harmoniques, parce que la zone de fonctionnement s'étale alors sur une grande étendue de la caractéristique I_p/V_g. Dans ce cas, celle-ci n'est pas linéaire. La figure 11-12 *a* montre les courbures qui existent vers la coupure et la saturation du courant anodique. L'idéal, qui peut être approché mais non réalisé pratiquement, est représenté par la droite en trait interrompu. On voit que dans les valeurs basses le courant tombe en dessous de la valeur idéale, et qu'il la dépasse dans les fortes valeurs. La figure montre, en *b*, la composante introduite dans le courant anodique par ce défaut de linéarité. A la fondamentale, le courant anodique constituant une alternance s'élève de zéro au point X, puis décroît. Mais pendant ce temps, la composante non linéaire devient d'abord négative, puis positive, ce qui fait que pour chaque alternance du courant anodique, elle en forme deux, soit une fréquence double. La distorsion produite par la non-linéarité a ainsi engendré l'harmonique deux de la fondamentale amplifiée normalement. A quoi il faut ajouter qu'un tel élément non linéaire ne produit pas seulement l'harmonique deux, mais d'autres de rangs plus élevés, parce que l'onde parasite n'est pas une sinusoïde pure.

Nous allons voir dans les sections qui vont suivre comment on procède pour réduire les harmoniques des émetteurs.

Amplificateurs H. F.

En gros, le schéma de principe d'un amplificateur H. F. reste le même quel qu'en soit l'emploi. La figure 11-13 montre ce schéma réduit à sa plus simple expression. On voit que le tube T est chargé par le circuit accordé L C_1. La tension de signal est appliquée à la grille. Un bobinage d'arrêt permet à la tension de polarisation d'être appliquée à celle-ci. Le condensateur de découplage C_2 permet aux deux points marqués X d'être au même potentiel du point de vue de la composante H. F. De la sorte, le circuit accordé se trouve entre plaque et cathode. Le condensateur C_3 a une capacité telle que la sortie soit pratiquement branchée directement aux bornes du circuit accordé. Mais il empêche le passage de la composante continue. La borne 2,

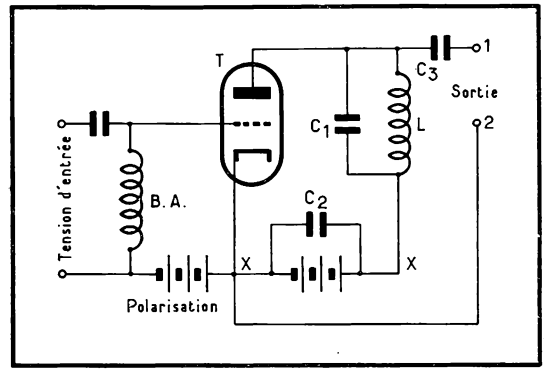


Fig. 11-13. — Amplificateur simple à triode.

comme nous l'avons expliqué, se trouve, en H. F., à la base du circuit. De la sorte, les tensions H. F. amplifiées se trouvent effectivement aux bornes 1 et 2.

Il existe divers moyens de coupler l'entrée d'un amplificateur à sa tension d'attaque, et sa sortie au circuit de charge. Il y a aussi divers moyens de lui fournir sa polarisation de grille, ainsi que sa tension anodique. Le circuit résonnant de sortie peut lui aussi affecter diverses dispositions.

Circuits d'entrée.

La figure 11-14 indique cinq types différents de circuits d'entrée. En *a*, nous voyons le circuit accordé de plaque L C_1 constituant la charge d'un étage d'attaque. La tension H. F. produite aux bornes de ce circuit est appliquée à la grille de l'étage suivant à travers un condensateur de liaison C_2, et une bobine d'arrêt permet d'appliquer à la grille sa polarisation sans court-circuiter la tension H. F. Ainsi, la grille est isolée en continu du potentiel de plaque de l'étage précédent.

En *b*, on a représenté un autre type de liaison faisant usage d'un transformateur dont le primaire charge la plaque de l'étage d'attaque. C'est ici le secondaire, constituant le circuit de grille, qui est accordé. La lampe est polarisée par la chute de tension aux bornes d'une résistance placée entre cathode et masse. Cette polarisation est dite automatique, alors que le mode précédemment examiné est une polarisation fixe. La cathode étant portée à un certain potentiel positif, la grille est donc négative par rapport à celle-ci. Un condensateur de découplage court-circuite la résistance du point de vue de la haute fréquence. En *c*, la disposition est inversée : c'est le circuit de plaque qui est accordé. Le mode de couplage *d* fait appel à une boucle à basse impédance. On voit qu'on a affaire à deux transformateurs réunis par une

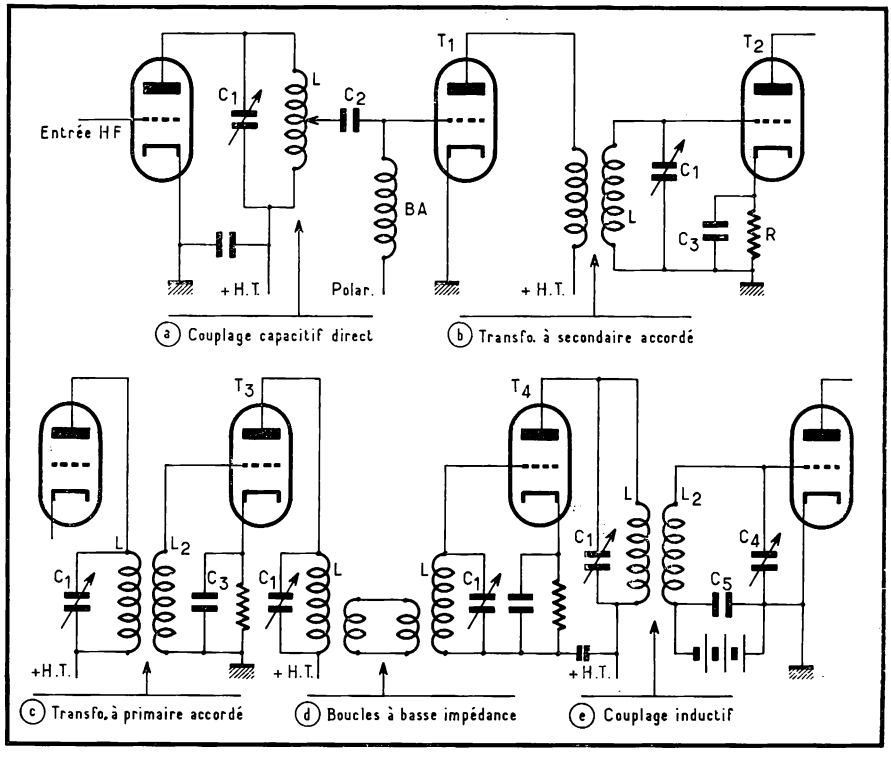


Fig. 11-14. — Circuits d'entrée et de liaison dans les amplificateurs H. F.

ligne. Le montage *e* peut être employé dans le cas où l'on désire appliquer une polarisation fixe à la grille, et néanmoins mettre à la masse l'armature mobile du condensateur variable d'accord. Le condensateur de découplage aux bornes de la batterie est assez grand pour ne pas réduire sensiblement la capacité du condensateur variable avec lequel il se trouve en série.

Circuits de sortie. Montage à tube unique.

Les amplificateurs de radio font usage de nombreux modèles de circuits de sortie. Les types les plus généraux sont représentés par la figure 11-15. En *a*, on trouve un simple circuit accordé parallèle L C_1, la lampe étant alimentée en tension anodique en série avec l'inductance L. L'alimentation est découplée par le condensateur C_2, comme il a été expliqué plus haut. De même, C_3 permet le passage de la haute fréquence amplifiée, mais isole la sortie de la tension continue d'alimentation. L'adaptation d'impédance est réalisée au moyen d'une prise sur le bobinage.

En *b*, le procédé est différent : la plaque est alimentée au moyen d'une bobine d'arrêt, et un condensateur C_3 isole le circuit accordé de la haute tension. C'est un montage à alimentation parallèle. L'adaptation est réalisée par un montage à transformateur, à couplage inductif serré.

Le montage *c* diffère en ce sens que c'est le secondaire du transformateur qui est accordé. L'alimentation se fait en série, par le primaire. Enfin, le montage *d* inclut dans le circuit accordé le condensateur C_2 aux bornes

duquel est prélevé le signal de sortie. Ce montage aide à réduire les harmoniques.

Les montages 11-15 *b* et *d* sont d'usage fréquent dans les émetteurs. Le montage *c* est fréquent dans les récepteurs, qui emploient également des variantes du montage *a*.

Sources de polarisation de grille.

Il existe de nombreuses méthodes pour fournir à un amplificateur les tensions de polarisation des grilles. La figure 11-16 en montre quelques-unes. Le montage *a* concerne le cas où la tension est fournie par une batterie. On ne l'emploie guère que dans des appareils portatifs alimentés par batteries où une tension indépendante est nécessaire. Pour ceux qui sont alimentés sur le secteur alternatif, il existe d'autres procédés plus pratiques. En *b*, on emploie une résistance de cathode. Le courant anodique traverse cette résistance et y crée une chute de tension qui porte la cathode à un potentiel positif par rapport à la masse, où s'effectue le retour du circuit de grille. Par conséquent, la grille est négative par rapport à la cathode. La valeur de la résistance est calculée au moyen de la loi d'Ohm. Elle est déterminée par l'intensité qui la parcourt et la tension à obtenir.

En *c*, on voit un moyen de faire varier la tension, qui consiste à se servir d'une résistance munie d'un curseur. Ce dispositif n'est pas fréquent dans la pratique, mais est utile pour les essais de laboratoire.

En *d*, la tension est obtenue d'un diviseur placé aux bornes de la source de tension anodique. Le courant traversant la résistance R_1 s'ajoute au courant anodique de la lampe pour produire une chute de tension dans le potentiomètre R_2, sur lequel un curseur permet de prendre la tension convenable à la polarisation. Ici encore, la cathode est rendue positive par rapport à la grille.

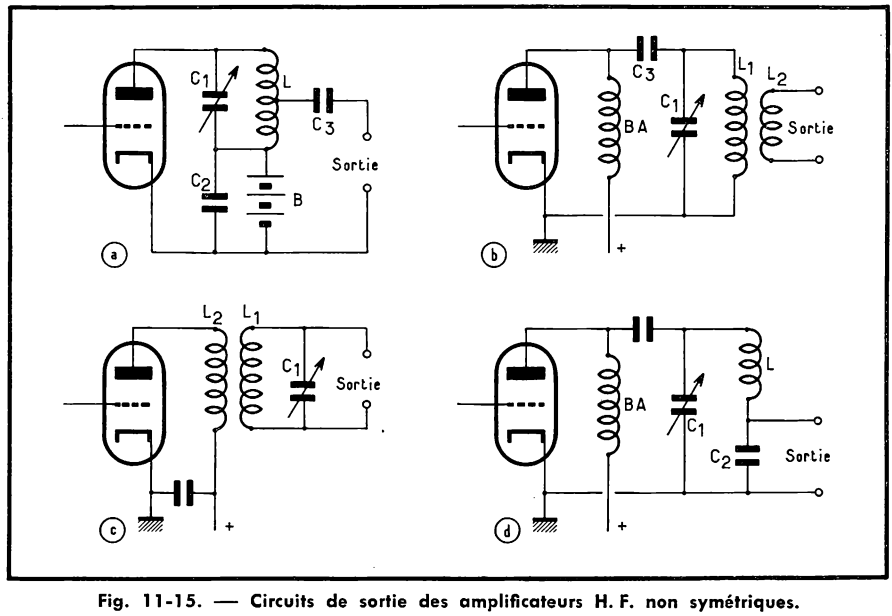


Fig. 11-15. — Circuits de sortie des amplificateurs H. F. non symétriques.

C'est le procédé représenté en *b* qui est le plus fréquemment employé dans les récepteurs, les amplificateurs de faible puissance, et certaines parties des émetteurs. Le montage *d* est limité aux amplificateurs de faible puissance et moins souvent employé que le montage *b*.

Le montage *e* est fréquemment employé dans les émetteurs, auquel cas la tension de polarisation est fournie par un redresseur séparé.

Quant au montage *f*, il est courant dans les étages amplificateurs des émetteurs. Quand une tension de signal est appliquée, l'espace cathode-grille se comporte comme une diode et redresse ce signal. Le courant redressé traverse la résistance de grille et y crée une chute de tension. Le sens du courant est tel que la grille est rendue négative. Le bobinage d'arrêt placé entre la grille et la résistance fait que la tension à haute fréquence n'est pas appliquée à la résistance, ce qui créerait un amortissement. Le désavantage de ce montage est que si la tension de signal cesse d'être appliquée à la grille, la lampe se trouve sans polarisation et débite un courant excessif qui peut l'endommager. Pour éviter un tel accident, une polarisation partielle, suffisante pour éviter un courant capable de mettre la lampe hors d'usage, est appliquée en série avec la résistance, et c'est la chute de tension dans celle-ci qui fournit le reste.

Classes d'amplification.

Les amplificateurs fonctionnant en haute fréquence doivent être ajustés pour les fonctions qu'ils ont à remplir. Les classes de fonctionnement dont il va être question ci-dessous sont similaires à celles des amplificateurs B. F., dont il a été question dans le chapitre VII.

Classe A.

Un amplificateur fonctionne en classe A quand le courant anodique circule sans interruption pendant la durée d'une alternance complète du signal. Ce mode de fonctionnement est le plus favorable quand on désire le maximum d'amplification en tension. En termes de puissance de sortie, le rendement est bas par rapport à la puissance d'alimentation anodique, mais il est le plus haut quand il s'agit du rapport entre puissance d'entrée et puissance de sortie.

Classe B.

Dans cette classe de fonctionnement, la polarisation de grille et le signal d'attaque sont tels que le courant anodique ne circule que pendant approximativement une alternance du signal d'entrée. Dans ces conditions, le rendement en puissance de sortie par rapport à la puissance d'alimentation anodique est beaucoup plus élevé que dans la classe A. La tension de polarisation est réglée de telle sorte que le courant anodique soit pratiquement nul en l'absence de signal d'attaque. Lorsqu'il s'agit de reproduction sonore, ou d'amplification d'un signal H. F. modulé, un amplificateur classe B comporte deux tubes montés en push-pull de manière à permettre un haut rendement pour une distorsion minime.

Classe C.

La classe C est caractérisée par une polarisation et un signal d'attaque tels que le courant anodique ne circule que pendant une partie d'une alternance de signal. La tension de polarisation est supérieure à la valeur qui amène la coupure du courant de plaque. Elle peut dépasser le double de cette valeur.

Un amplificateur classe C n'est donc pas linéaire, et produit une très forte

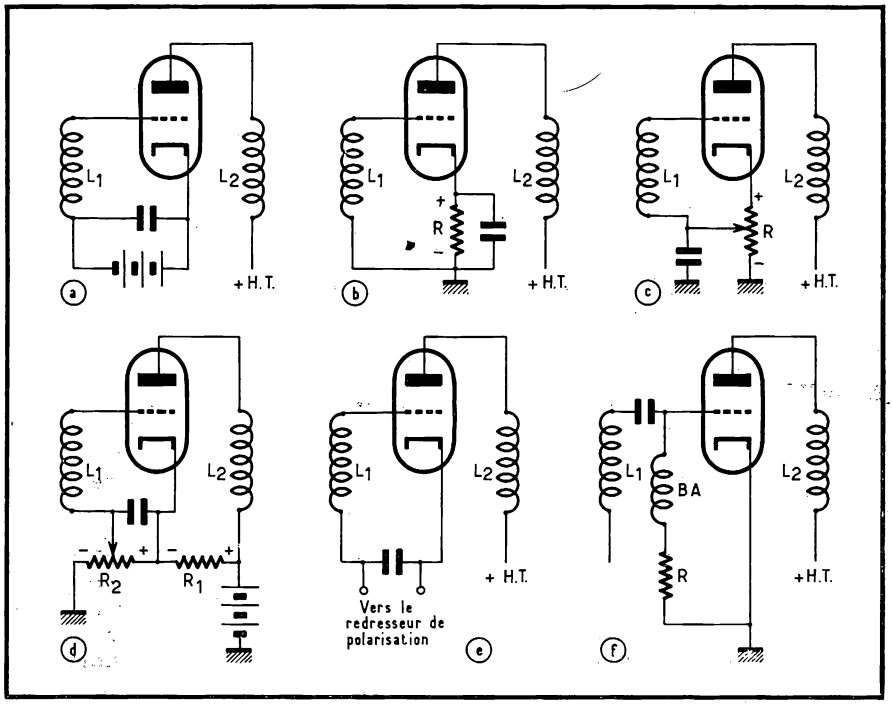


Fig. 11-16. — Différents procédés de polarisation.

distorsion qui en rend l'emploi impossible quand il s'agit d'un signal B. F. ou d'un signal H. F. modulé. Le signal d'attaque est amené à une valeur assez élevée pour que toute augmentation ultérieure ne produise plus aucun accroissement du courant de plaque. C'est ce type d'amplificateur qui a le plus haut rendement en puissance de sortie par rapport à la puissance d'alimentation de plaque, et il est idéal comme étage modulé par la plaque. Il produit la plus grande puissance H. F. possible pour un tube unique, et on l'emploie très souvent dans les étages H. F. des émetteurs.

Remarques pratiques.

Les amplificateurs en classe A sont employés tant en B. F. qu'en H. F., la principale différence résidant dans le type des éléments de liaison employés pour l'obtention des impédances convenables. En H. F., on fait usage de circuits accordés qui procurent l'impédance de charge et assurent la sélectivité.

Les amplificateurs en classe B servent eux aussi en H. F. et en B. F., mais moins fréquemment que les amplificateurs classe A. Le montage en push-pull est nécessaire en B. F. parce qu'un seul tube n'amplifierait que l'alternance positive du signal. En H. F., on peut se servir d'un tube unique parce que l'alternance négative est reconstituée par le circuit accordé de plaque, dont l'oscillation accomplit un cycle entier, en dépit de la forme du signal qui lui est appliqué. L'amplificateur classe C ne fournit qu'une

fraction de l'alternance positive, et nécessite un signal d'attaque de forte valeur. Il en résulte une impulsion de courant de grande intensité circulant pendant un temps bref, d'où un échauffement modéré du tube, ce dont il sera encore question par la suite. Cela permet d'augmenter le rendement de l'étage sans dépasser les limites de dissipation admissibles.

La classe B est fréquemment employée dans les modulateurs pour fournir la puissance B. F. considérable nécessaire pour moduler l'étage de sortie d'un émetteur, auquel cas cet étage fonctionne en classe C. On a beaucoup employé les amplificateurs en classe B comme amplificateurs H. F. linéaires de signal modulé, mais cet usage tend à diminuer en faveur de nouveaux montages plus satisfaisants.

La différence existant entre les amplificateurs de tension et les amplificateurs de puissance a été examinée dans le chapitre VII.

Amplificateurs H. F. en classe A.

Les inconvénients définis plus haut n'empêchent pas qu'on emploie les amplificateurs classe A, à cause de la linéarité qui leur est propre, et qui leur permet de reproduire le signal d'entrée avec un minimum de distorsion. Dans les récepteurs, ce montage a des avantages qu'on ne rencontre dans aucun autre : il permet d'utiliser des niveaux de signal d'entrée extrêmement bas, et donne la plus grande amplification possible quand la puissance de sortie n'entre pas en ligne de compte. Les principales différences entre les classes A, B et C sont déterminées par la valeur de la tension de grille.

Un montage comme celui de la figure 11-13 peut donc fonctionner dans n'importe laquelle des trois classes, moyennant l'ajustage de la polarisation, du signal d'attaque et, dans une certaine mesure, de la tension anodique. Le schéma lui-même ne change pas.

La figure 11-17 illustre le fonctionnement en classe A. La polarisation de grille est ajustée de manière que le courant anodique en l'absence de signal soit au milieu de la portion linéaire de la courbe, afin que le signal soit reproduit avec le minimum de distorsion. Le maximum et le minimum de courant anodique sont limités à cette portion, de sorte que le signal de sortie est une reproduction fidèle du signal d'entrée. L'excursion de courant est donc étendue de A en B, le point de repos étant à mi-distance.

De cette manière, le signal d'entrée est utilisé en totalité, et sur la portion de la courbe dont la pente est la plus grande, ce qui fait qu'on obtient l'amplification maximum que le tube peut donner. Du point de vue du signal d'entrée, celui-ci est mieux utilisé que dans les classes B et C; mais il ne faut pas confondre ce genre d'efficacité avec le rendement énergétique dans le circuit de sortie : à ce dernier point de vue, on l'a dit, c'est au contraire la classe A qui a le moins bon rendement, car elle ne fait pas usage de la totalité de la caractéristique de courant plaque.

Dans les récepteurs, la classe A permet la plus grande amplification possible *sans distorsion*. Dans ces appareils, la question du rendement énergétique du circuit de plaque est sans importance parce que la puissance en jeu est faible. Mais dans les émetteurs, au contraire, elle est très importante.

On peut employer en classe A n'importe quel type de tube, triode, tétrode ou pentode. La pentode est très employée parce qu'elle donne une très grande amplification de tension. Le signal d'entrée obtenu d'une antenne de réception se chiffre en microvolts. Avec des puissances aussi faibles, on peut faire usage de tubes très réduits en dimension et en puissance limite. Il en résulte des modèles spécialement adaptés qui, avec des ampoules miniatures, des tensions d'alimentation limitées et une grande stabilité de fonc-

tionnement, donnent une grande amplification à des fréquences très élevées. Les tubes miniatures et sub-miniatures peuvent avoir des distances inter-électrodes qui se mesurent en centièmes de millimètre, et ont reporté la limite d'amplification à des fréquences de l'ordre de 1000 MHz. Pour les récepteurs, ils ont des caractéristiques idéales, mais sont de peu d'usage en émission, où des puissances élevées entrent en jeu.

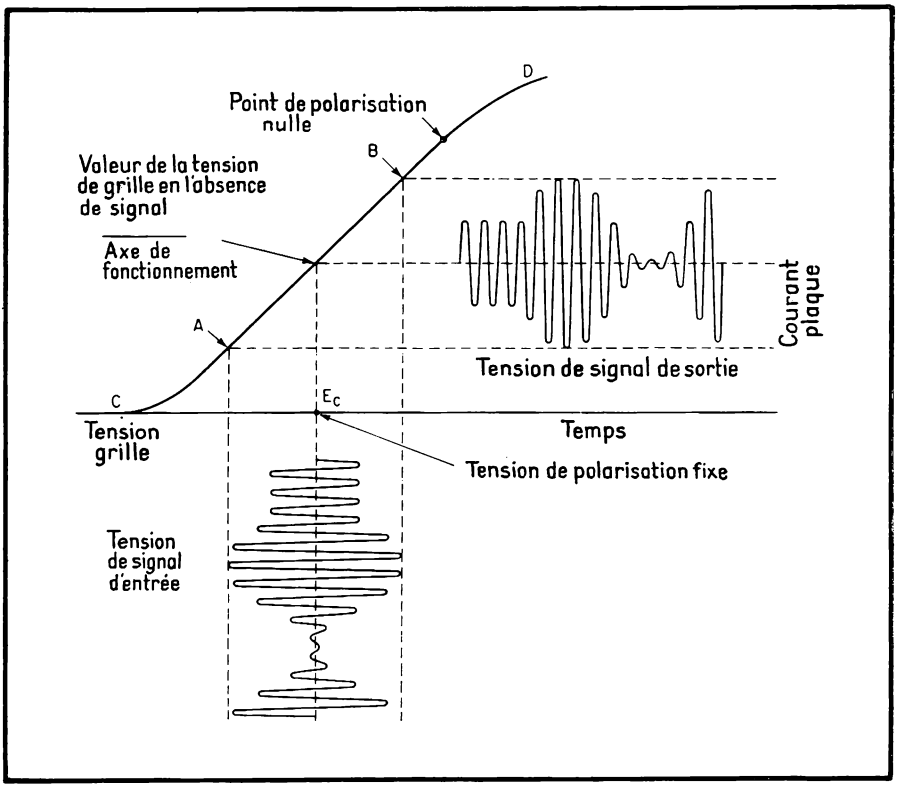


Fig. 11-17. — Rapports entre tension-grille et courant-plaque en amplification classe A. Le fonctionnement en classe A s'applique en H. F. aussi bien qu'en B. F.

En réception, il est important d'altérer le moins possible la forme du signal. Mais lorsqu'il s'agit d'amplifier une porteuse non modulée, par exemple pour la télégraphie, la linéarité importe peu. Par suite, on peut étendre la zone de fonctionnement jusqu'aux points C et D de la courbe (fig. 11-17), pour porter le fonctionnement en classe B. En réception, ce procédé ne procure aucun avantage.

Distorsion d'amplitude dans un amplificateur H. F.

Il a été question de ce type de distorsion en amplification B. F. Elle peut évidemment se produire aussi en H. F., et déformer l'enveloppe d'une onde modulée, introduisant en outre dans le signal des fréquences harmo-

niques qui influent sur la qualité du son reproduit par le haut-parleur. Celui-ci devient discordant et désagréable. La figure 11-18 montre en *a* une porteuse modulée par un signal sinusoïdal, avec une distorsion minime. En *b*, la même onde apparaît déformée par une amplification non linéaire. La déformation que fait apparaître l'examen oscillographique est très perceptible à l'écoute.

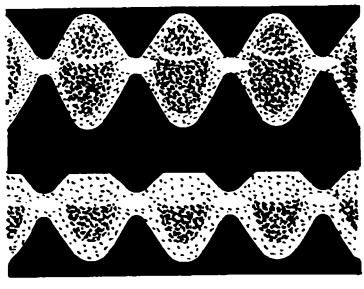


Fig. 11-18. — Distorsion d'une porteuse modulée par une forte non-linéarité de l'amplificateur.

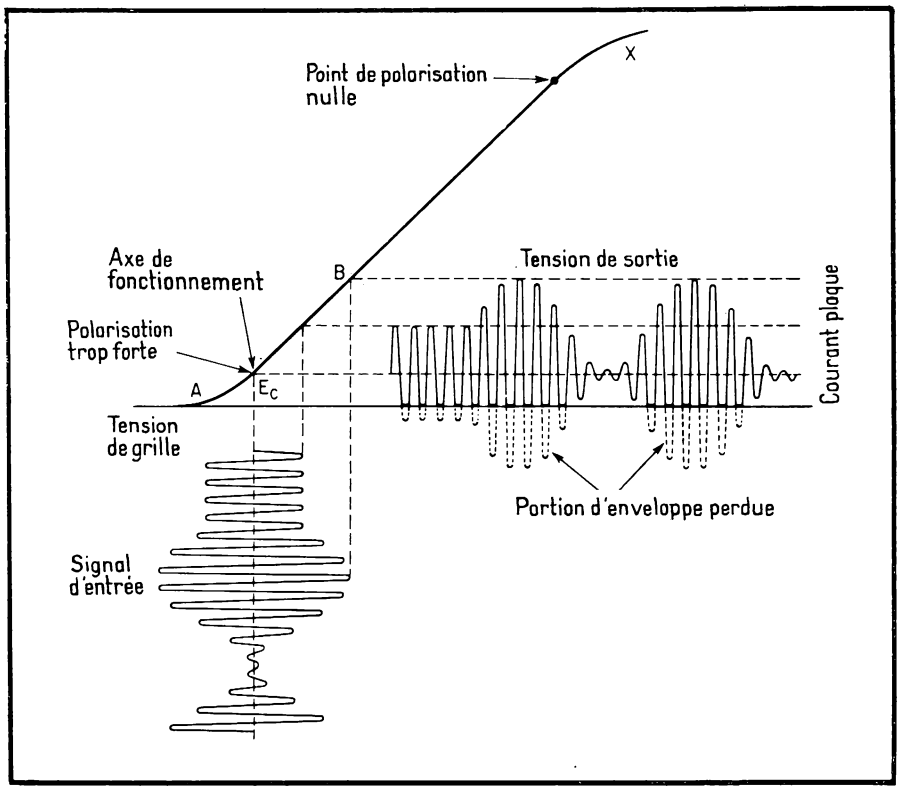


Fig. 11-19. — Distorsion non linéaire par suite de polarisation trop forte dans un étage classe A.

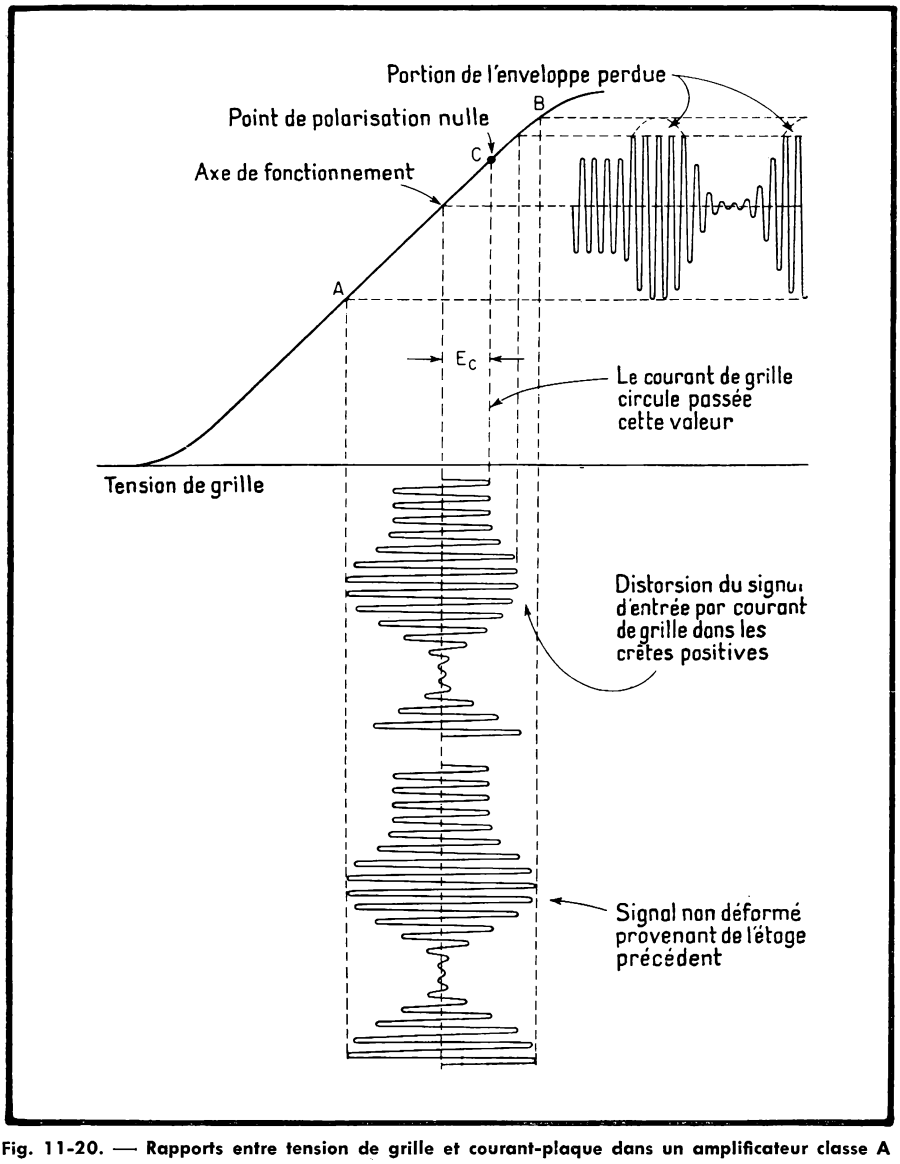


Fig. 11-20. — Rapports entre tension de grille et courant-plaque dans un amplificateur classe A trop faiblement polarisé. La tension d'entrée est réduite de même que l'impédance offerte à l'étage précédent.

Fonctionnement incorrect.

Un amplificateur classe A peut produire des distorsions par suite d'un mauvais réglage de la polarisation, comme le montre la figure 11-19 (comparer avec la fig. 11-17) dans laquelle la polarisation est excessive, ou comme dans la figure 11-20, où elle est insuffisante. Dans le premier cas, on voit que les

alternances positives sont correctement reproduites, mais que les alternances négatives sont écrasées par un fonctionnement dans la courbure inférieure de la caractéristique. Les crêtes de modulation portent la grille à une tension négative dépassant le point de coupure, et sont supprimées. Dans le second cas, ce sont les alternances positives (fig. 11-20) qui subissent le même sort. En outre, le signal d'entrée lui-même est déformé, parce que la grille, qui devient positive dans les crêtes, débite du courant. La résistance du circuit d'entrée varie et tombe alors à une valeur très basse, entre les points B et C. Dans un amplificateur classe A, jamais un courant de grille ne doit se produire, même pour la plus grande tension de signal, afin que le circuit d'entrée conserve sa haute impédance. Dans les autres classes de fonctionnement, la résistance du circuit d'entrée est intentionnellement faible parce que ce courant est prévu.

Limites de dissipation dans les tubes de puissance.

Tout tube consomme de l'énergie, d'abord pour chauffer sa cathode. Un tube de puissance, du fait qu'il n'utilise pas la totalité de la puissance fournie au circuit de plaque, dissipe une partie de cette énergie sous forme de chaleur. En classes B et C, une certaine puissance est aussi dissipée par la grille. Si l'échauffement n'est pas maintenu dans de justes limites, le tube de puissance sera endommagé et même détruit. Pour la télévision, afin de permettre une plus grande dissipation dans un espace réduit, le refroidissement par eau de la grille a été employé. Les tubes refroidis par eau sont entourés d'une chemise où elle circule. L'eau est pompée sous pression pour refroidir l'anode, et conduite ensuite dans des refroidisseurs à évaporation ou autres, puis revient à l'anode. Dans des émetteurs de type ancien, pour une puissance utile de 50 kW, on a vu une puissance de 100 kW dissipée en chaleur par l'étage de sortie. L'eau doit être très pure afin de ne pas être conductrice, car des tensions très élevées (10 000 à 18 000 V) sont appliquées aux anodes finales. Si l'eau contenait des sels minéraux, il en résulterait un courant de fuite très important. Il existe aussi des tubes refroidis par air, dont certains ont des anodes munies d'ailettes de rayonnement.

Neutralisation (neutrodynage).

La capacité entre grille et plaque d'une triode est petite, et aux basses fréquences, l'impédance de cette capacité est élevée. Mais en haute fréquence, il n'en est pas de même, et à travers cette capacité une quantité d'énergie appréciable peut refluer du circuit de sortie dans le circuit d'entrée. Cela peut produire une oscillation parasite de l'étage, empêchant l'amplification de s'effectuer. Cet inconvénient est évité par la neutralisation, qui consiste à envoyer à la grille une tension, prélevée sur le circuit de sortie, égale et de phase opposée à la tension parasite. Sur la figure 11-21 *a*, C_{pg} représente la capacité grille-plaque, cause de l'inconvénient. Aux bornes du circuit de sortie apparaît la tension amplifiée. Par les dispositions représentées en *a*, *b* et *c*, on obtient à la base du circuit accordé une tension déphasée de 180° par rapport à celle qui se trouve sur l'anode. Cette tension déphasée est appliquée à la grille au moyen du condensateur C_n, qui peut être ajusté pour l'amener exactement à la valeur qui neutralise la tension parasite. Si le circuit de sortie est exactement symétrique, C_n sera égale à C_{gp}. Quand les deux tensions opposées sont ainsi annulées, l'oscillation ne peut se produire, et le fonctionnement est normal.

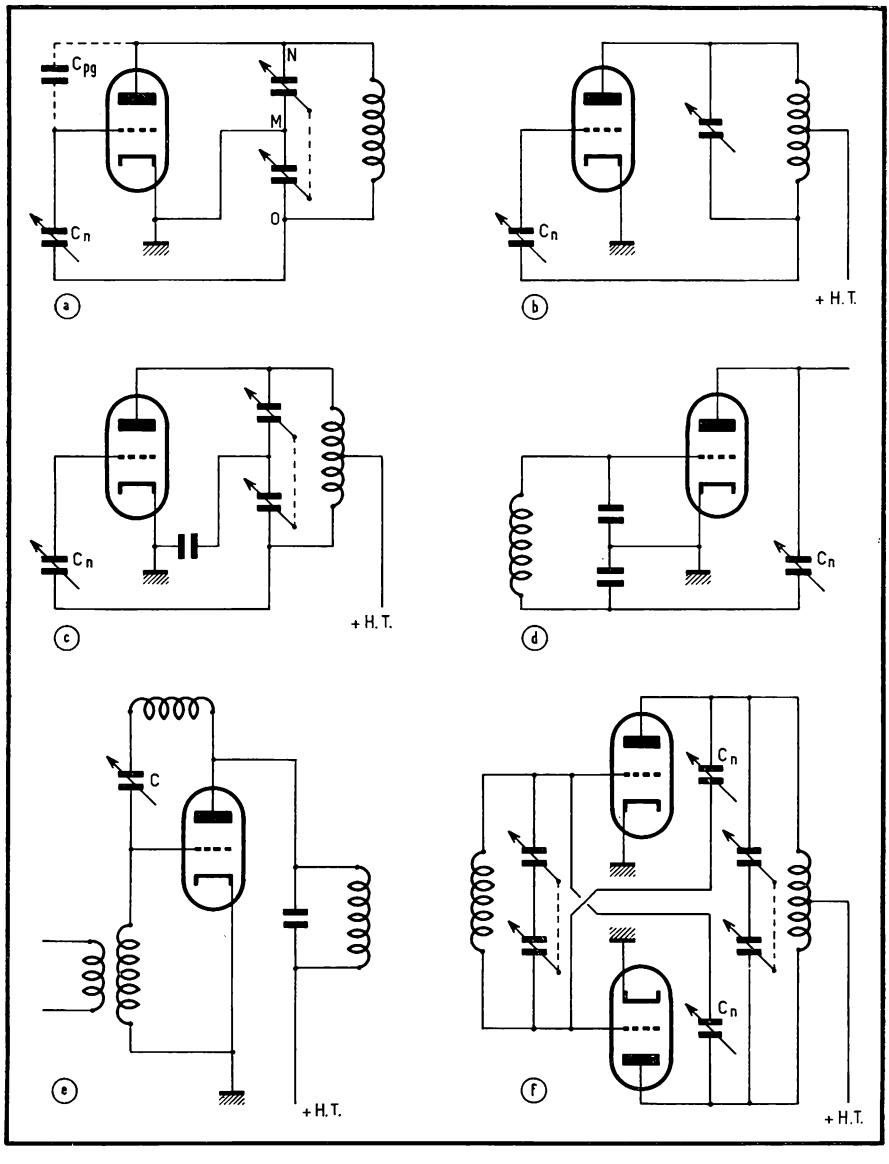


Fig. 11-21. — Différents types de neutrodynation.

Il existe un assez grand nombre de schémas. La variante *c* consiste à brancher un condensateur en série entre les rotors du condensateur variable double et la masse, afin d'éviter un risque de court-circuit. A part cela, elle est exactement semblable au schéma *a*. Les trois schémas (*a*, *b* et *c*) sont nommés neutralisation plaque. La neutralisation peut aussi s'effectuer par le circuit de grille (schéma *d*). En *e*, on voit un schéma souvent employé dans les émetteurs. Le circuit de neutralisation est constitué du condensateur C et de l'inductance L. Le condensateur sert uniquement à isoler le circuit de grille

du circuit de plaque. Quand L a la valeur requise, une tension déphasée de 180° par rapport à celle qu'introduit C_{pg} est appliquée à la grille et la neutralise.

En *f* est représenté un montage employé dans un étage symétrique (push-pull). Les tensions sur les plaques étant déphasées de 180° l'une par rapport à l'autre, il suffit de renvoyer une tension prélevée sur la plaque d'un tube à la grille de l'autre. Cette disposition est nommée neutrodynage croisé.

Pentode H. F. en classe A.

Les pentodes ont des caractéristiques qui les rendent très commodes pour l'amplification H. F. Elles peuvent fournir une grande amplification de tension et de puissance. La présence de la grille-écran et de la grille suppresseuse d'émission secondaire d'anode, entre la grille de commande et celle-ci, réduit la capacité grille-plaque à une valeur très faible qui rend la neutralisation inutile.

La figure 11-22 représente le montage employé. G_2 et G_3 sont respectivement la grille-écran et la grille suppresseuse. Il existe évidemment des capacités, d'une part entre la grille de commande G_1 et les grilles G_2 et G_3, et d'autre part entre la plaque et ces grilles. Mais comme celles-ci sont au potentiel de la masse en H. F., l'une étant réunie à la cathode directement, et l'autre par le condensateur de découplage C_3, ces capacités parasites n'entrent pas en ligne de compte, et seule une capacité directe très réduite subsiste. Elle peut être de l'ordre de 0,008 $\mu\mu$F pour une pentode de type courant. Sans les grilles G_2 et G_3, la capacité grille - plaque serait de plusieurs $\mu\mu$F.

De la sorte, la neutralisation n'est pas nécessaire, à condition qu'il n'existe pas de couplages magnétiques ou électrostatiques entre les circuits d'entrée et de sortie; car de tels couplages peuvent aussi causer une oscillation. Pour éviter cela, il faut éloigner les uns des autres les éléments d'entrée et de sortie.

Le schéma est pratiquement le même, qu'il s'agisse d'un émetteur ou d'un récepteur. Sur la figure 11-22 est représentée une cathode à chauffage indirect. Sur les gros tubes d'émission, il y a souvent un filament à chauffage direct. La tension H. F. appliquée au primaire L_1 est transmise par induction au secondaire accordé L_2. Un transformateur de type analogue sert au circuit de sortie où L_3 et L_4 forment le primaire et le secondaire. La bobine d'arrêt empêche le passage d'une composante H. F. dans le circuit d'alimentation. Une résistance chutrice abaisse la tension à la valeur requise pour la grille-écran, qui doit généralement être inférieure à la tension de plaque. Cette résistance et le condensateur associé forment en outre un découplage H. F. La polarisation de grille est obtenue par une résistance de cathode, traversée par les courants de plaque et de grille-écran. Le fonctionnement est le même que dans le cas des triodes.

Il existe diverses variantes de montages. Les valeurs des éléments sont déterminées par la puissance de l'étage et sa classe de fonctionnement.

Blindage.

Pour prévenir l'entrée en oscillation d'un étage, en empêchant les couplages entre entrée et sortie, on fait souvent usage de blindages, qui sont des écrans métalliques. La lampe elle-même est fréquemment entourée d'un tube de blindage, à moins qu'elle ne soit elle-même métallique ou qu'elle ne comporte un blindage interne entourant les électrodes. Les bobinages sont eux

aussi souvent placés dans des boîtiers, et les conducteurs de grille et de plaque sont parfois blindés par une gaine. Il est important que toutes les parties d'un étage soient ainsi protégées des couplages possibles avec les autres étages.

Les triodes nécessitent moins de précautions de cet ordre que les pentodes, bien qu'elles soient également recommandables. Dans les récepteurs et les montages de faible puissance, le blindage des divers éléments peut être suffisant. Dans les gros émetteurs, chaque étage occupe un compartiment séparé.

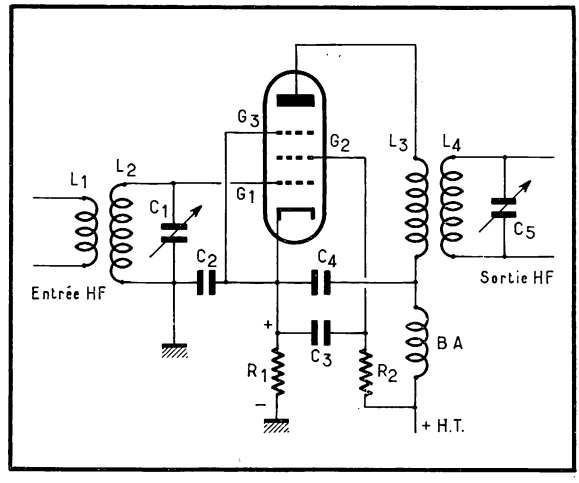


Fig. 11-22. — Schéma d'un amplificateur H. F. à pentode (émission ou réception). Il doit, de préférence, fonctionner en classe A.

Le blindage est utile non seulement pour éviter la production d'oscillations dans les étages d'amplification, mais pour empêcher le rayonnement d'énergie à haute fréquence. Quand les fils où circulent de tels courants sont nus, ils peuvent rayonner suffisamment pour causer de graves perturbations dans d'autres appareils situés au voisinage. Cela se produit avec les récepteurs de télévision, dans lesquels la base de temps lignes débite une puissance appréciable sur 15 625 ou 20 475 Hz (625 ou 819 lignes). L'onde est en outre de forme complexe, d'où des harmoniques très nombreuses qui perturbent notamment les gammes de radiodiffusion. Pour éviter cet inconvénient, il faut prévenir le rayonnement du récepteur au moyen d'un blindage convenable. En règle générale, tous les oscillateurs à haute fréquence causent de telles perturbations sur les harmoniques de leur fréquence de fonctionnement, parfois jusqu'à d'assez grandes distances.

Il en est de même des étages H. F. des émetteurs, chaque fois que la puissance en jeu est assez élevée. Les blindages eux-mêmes peuvent produire un rayonnement, quand les courants qui y circulent ont une intensité importante, et nécessitent une étude soignée. Dans ce cas, tout doit être blindé, jusqu'aux regards de contrôle et aux appareils de mesures. Les conducteurs d'alimentation comportent des filtres. Dans certains cas, on doit faire usage d'un double blindage.

Tétrodes.

Un tube tétrode se comporte comme une pentode. Toutefois, comme il n'a pas de grille suppresseuse, sa capacité grille-plaque est un peu plus élevée, et il tend à entrer plus facilement en oscillation. Dans les récepteurs,

on n'emploie plus guère ce type de tube, qui a été remplacé par la pentode. A l'absence près de la troisième grille, sa constitution interne est la même.

Filtrage des courants d'alimentation.

Ce filtrage, nécessité comme nous l'avons vu par le risque de voir des composantes à haute fréquence produire des couplages entre les divers étages en circulant dans les conducteurs d'alimentation, permet de les isoler à ce point de vue. Il faut comprendre que, du fait qu'un certain nombre d'étages sont alimentés en tension anodique et en polarisation par des sources communes, et que ces sources offrent toujours une certaine impédance au passage des courants qui les traversent, des tensions apparaissent à leurs bornes, ce qui fait que le blindage des étages ne suffit pas à assurer leur séparation effective. En examinant la figure 11-22, on voit que la bobine d'arrêt et le conden-

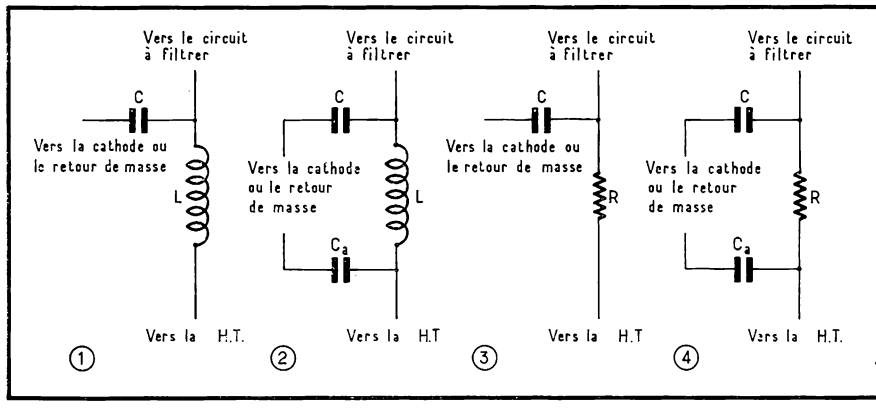


Fig. 11-23. — Filtres d'alimentation.

sateur C_4 placés dans l'alimentation anodique constituent un filtre empêchant la composante H. F. de passer dans l'alimentation, d'être par là appliquée à l'anode de l'étage précédent, et ainsi de revenir à la grille. Ce retour suffit, dans certains cas, à produire une oscillation indésirable. Le bobinage d'arrêt offre une impédance élevée à la composante H. F., et le condensateur, par contre, une impédance très faible qui court-circuite cette composante aux bornes de l'alimentation. Dans certains cas (quand le courant n'est pas important), une résistance peut faire l'office du bobinage d'arrêt d'une manière économique. Nous avons vu que la résistance R_2 accomplissait de la sorte une double fonction, abaissant la tension à la valeur requise pour la grille-écran et servant de filtre.

La figure 11-23 représente quelques filtres. On voit que les types 1 et 3 correspondent aux deux montages qui viennent d'être décrits, et que les types 2 et 4 n'en diffèrent que par l'addition d'un condensateur qui est généralement le condensateur de sortie, de forte capacité, du dispositif d'alimentation, de sorte que ces filtres, dans la plupart des cas, se ramènent aux deux types précédents.

Dans les émetteurs, il existe une autre raison d'employer des filtres de ce genre dans les conducteurs d'alimentation. Le redressement du courant

alternatif à 50 périodes est souvent effectué par des tubes à vapeur de mercure qui produisent des tensions à haute fréquence parasites, et il est nécessaire d'éliminer celles-ci de l'alimentation de l'émetteur.

Assemblage de tubes.

La puissance de sortie des émetteurs varie d'une fraction de watt à des centaines de kilowatts. Pour un fonctionnement économique, la puissance de sortie nominale d'un tube ne doit pas être beaucoup plus élevée que celle qu'il doit réellement fournir.

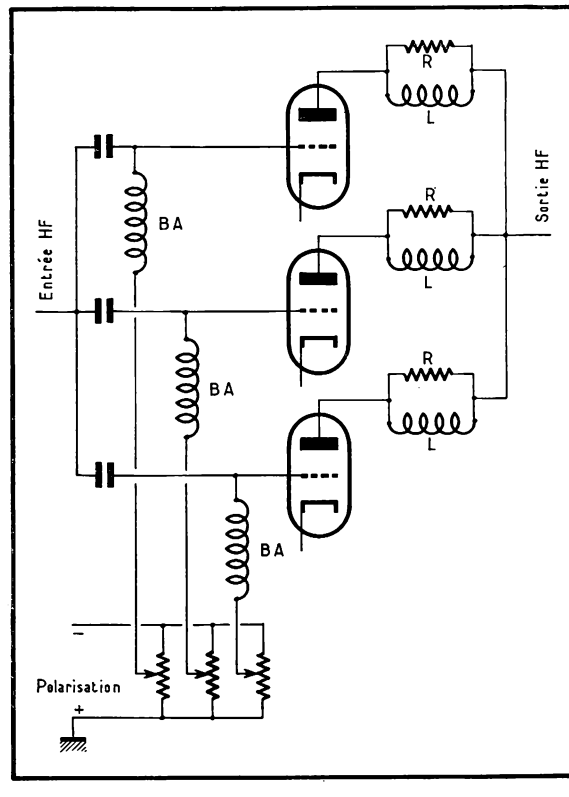


Fig. 11 - 24. — Tubes H. F. fonctionnant en parallèle.

Il est néanmoins évident qu'on ne peut fabriquer un type spécial pour chaque usage particulier. Il en résulte que dans certains cas, il est nécessaire d'assembler deux ou plusieurs tubes dans un étage de sortie. On peut de la sorte construire des appareils de puissances échelonnées avec les mêmes modèles de tubes.

Quand deux tubes de sortie (ou plus) sont employés ensemble, ils peuvent être montés soit en *parallèle,* soit en combinaison symétrique (*push-pull*).

Tubes de puissance en parallèle.

La figure 11-24 représente trois triodes de puissance montées en parallèle. On voit que l'entrée et la sortie de l'amplificateur sont communes, ce qui est possible moyennant certaines précautions. Les tubes employés doivent

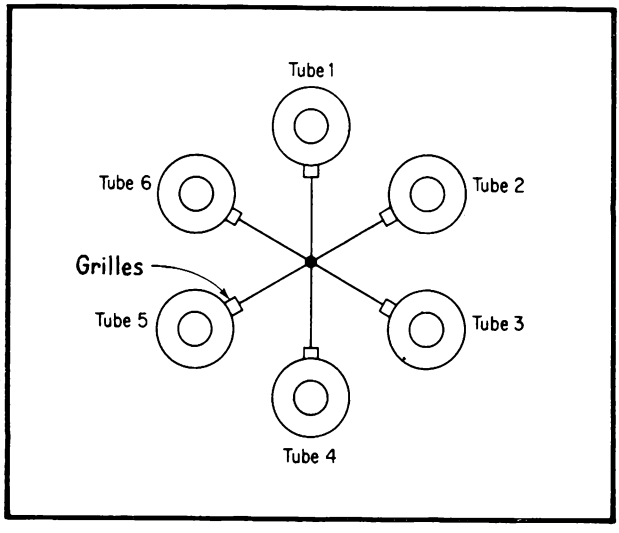


Fig. 11-25. — Disposition circulaire de tubes en parallèle.

être de même type, et même alors il est nécessaire de trier les spécimens afin d'écarter ceux qui diffèrent de la norme, faute de quoi les charges ne seraient pas également réparties. Pour cela, on compare les débits pour des valeurs égales de tension de grille et de plaque, et on n'assemble en parallèle ou en push-pull que les spécimens identiques. Pour réaliser une totale égalité de fonctionnement, dans les étages de grosse puissance, comme le montre la figure 11-24, on polarise chaque tube individuellement pour que les courants de plaque soient égaux.

Des oscillations parasites se produisent plus facilement dans les montages en parallèle que dans ceux à tube unique. Cela provient de ce que le câblage est plus étendu et qu'un plus grand nombre d'éléments crée de plus fortes capacités parasites. Des mesures simples peuvent y remédier, notamment l'emploi d'éléments d'amortissement tels que ceux qui sont branchés en série dans les connexions d'anodes (fig. 11-24). A une fréquence de fonctionnement de 1000 kHz, les bobinages peuvent être de faible valeur, et comporter une quinzaine de spires de fil sur un diamètre de 5 cm, avec en shunt une résistance de l'ordre de 35 Ω. Ces circuits empêchent des oscillations sur des fréquences très élevées sans affecter le fonctionnement à la fréquence de travail de l'amplificateur.

Du fait que des oscillations peuvent être également produites par des tensions de sortie réinjectées dans le circuit de grille, il faut que les connexions de grille soient courtes, ce qui conduit à des dispositions comme celle de la figure 11-25, où les tubes sont placés en cercle. Les sorties de grille et de plaque étant généralement opposées, on peut ainsi établir pour les deux les connexions les plus courtes possibles.

Montage symétrique (push-pull).

La seconde méthode permettant l'emploi de lampes associées dans un étage d'amplification consiste à les connecter symétriquement (montage *push-pull*). Pour cela, il faut que les tubes employés soient en nombre pair. Ce montage a plusieurs avantages par rapport au branchement en parallèle.

La neutralisation en croix est possible et ne nécessite aucune compli-

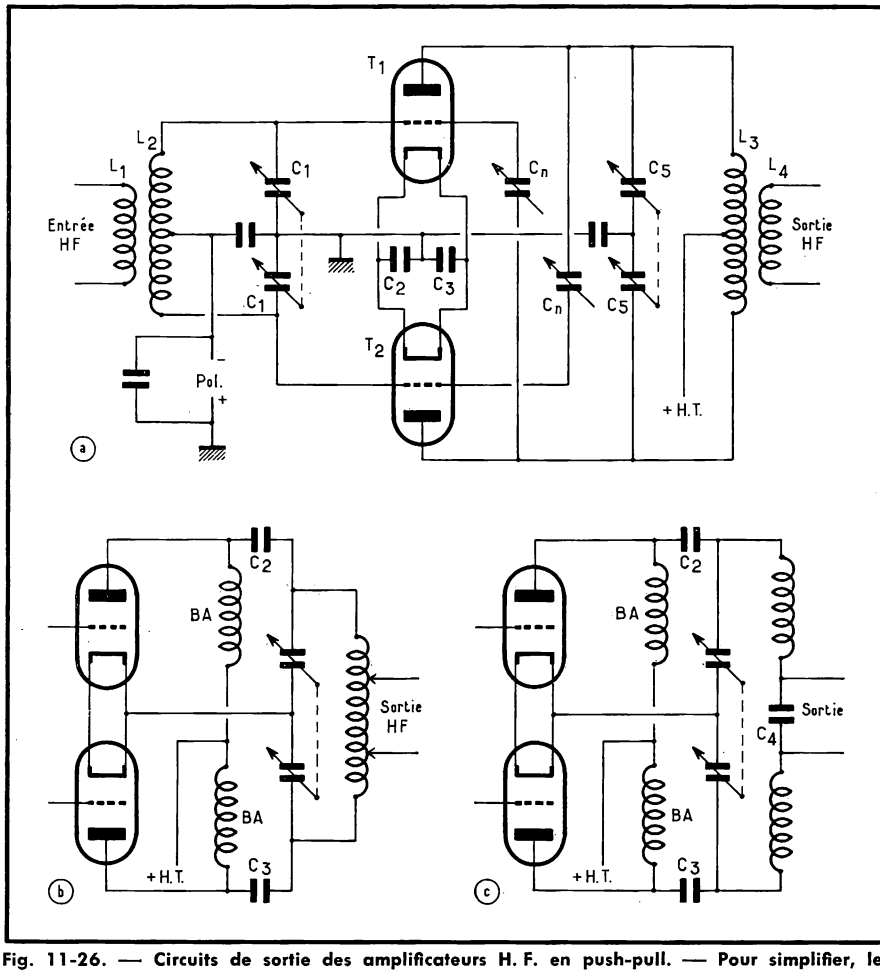


Fig. 11-26. — Circuits de sortie des amplificateurs H. F. en push-pull. — Pour simplifier, les circuits non nécessaires à la bonne compréhension ont été négligés.

cation supplémentaire, ce qui n'est pas le cas du montage à tube unique ou parallèle. En outre, deux tubes en push-pull délivrent plus de puissance que deux tubes en parallèle, et ce avec moins de distorsion, car le montage symétrique annule les harmoniques paires. La figure 11-26 représente, en *a*, un montage à deux triodes en push-pull. Le secondaire du circuit d'entrée $L_1 L_2$ est accordé par deux condensateurs variables à axe commun. La symétrie de ce circuit fait que les tensions d'attaque appliquées aux deux grilles sont égales et de phases opposées. Le circuit de sortie $L_3 L_4$ est constitué de la même manière. Les tensions sont appliquées par les prises médianes qui assurent la symétrie des bobinages. Les impédances de charge sont ainsi égales pour les deux tubes. Les condensateurs ajustables C_n assurent la neutralisation de l'étage.

Les figures 11-26 *b* et *c* représentent des dispositions quelque peu différentes. En *b*, la charge de sortie est appliquée directement au circuit accordé par des prises. Ce montage emploie l'alimentation des anodes en parallèle

à travers des bobines d'arrêt. De la sorte, le circuit accordé est isolé de la source continue d'alimentation.

Le schéma *c* est analogue au schéma *b*, mais diffère par le mode de couplage du circuit de sortie : le bobinage est coupé en deux sections, que sépare un condensateur en série. Du fait que celui-ci offre aux harmoniques une impédance plus basse qu'à la fondamentale, les harmoniques sont mieux éliminées que par les autres montages.

Un montage push-pull peut, au lieu de deux tubes, en employer deux ou trois en parallèle de chaque côté.

Modulation à niveau élevé ou à bas niveau.

La modulation peut être appliquée à l'étage de sortie d'un émetteur. Elle s'opère dans le circuit de plaque, et nécessite l'emploi d'un amplificateur B. F. de grande puissance. C'est ce qu'on nomme modulation à niveau élevé.

Mais il peut être avantageux et plus économique de procéder autrement. On peut appliquer la modulation à un étage intermédiaire de petite puissance, et faire suivre celui-ci d'amplificateurs H. F. linéaires. C'est ce qu'on nomme modulation à bas niveau.

Nous avons vu que le principe de fonctionnement d'un étage en classe C ne permet pas une amplification linéaire, et que, par suite, on ne peut lui faire amplifier une onde déjà modulée. En effet, pour que l'amplification soit linéaire il faut que le signal d'entrée se retrouve sans altération dans le circuit de sortie. A cette fin, on ne peut donc employer que des amplificateurs en classe A ou B.

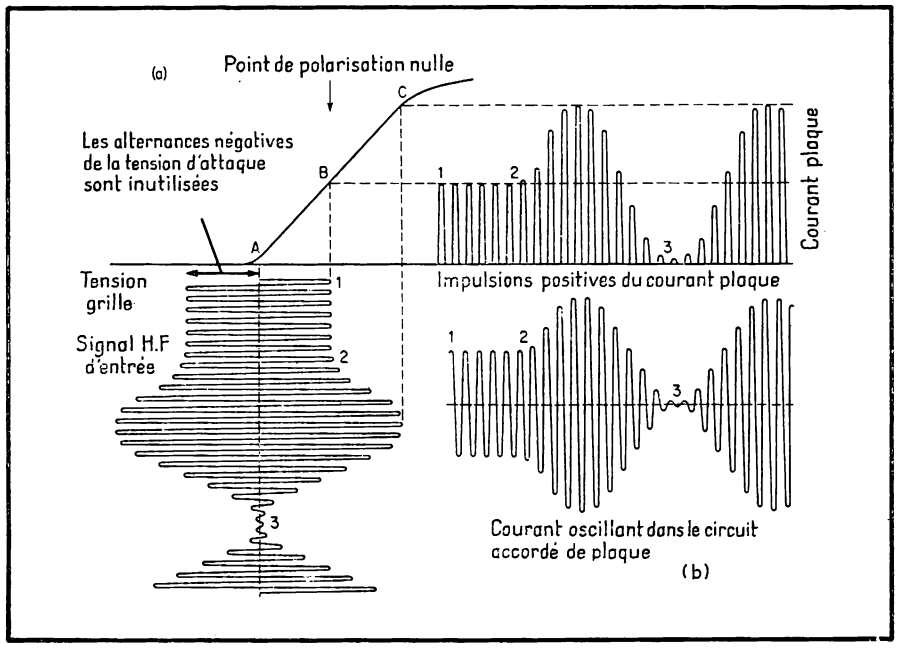


Fig. 11-27. — Amplification en classe B d'une onde H. F. modulée.

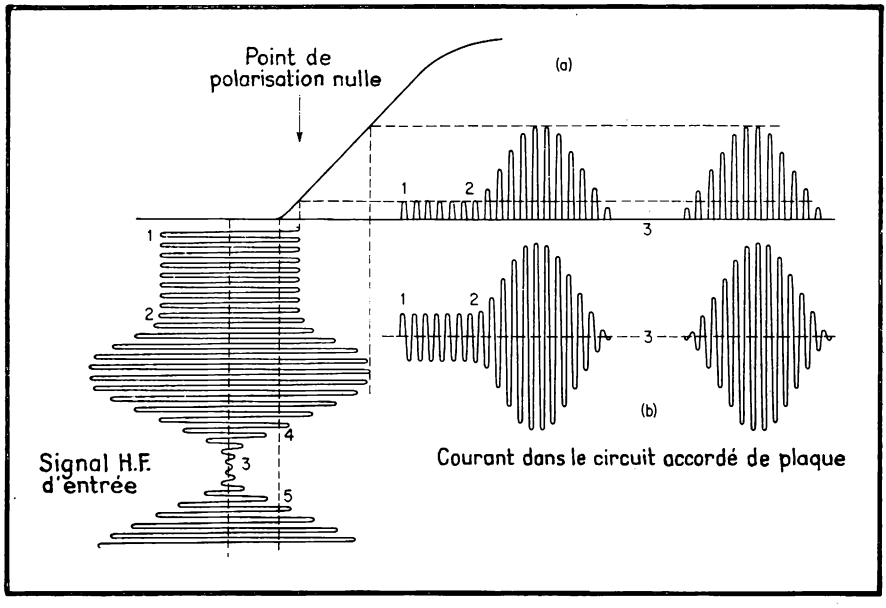


Fig. 11-28. — Distorsion dans un étage classe C attaqué par un signal modulé quand la polarisation est trop forte.

Amplificateurs H. F. en classe B.

Ces amplificateurs sont employés principalement dans les émetteurs où il est fait usage d'une modulation à bas niveau. Ils ont l'avantage d'un rendement en puissance beaucoup plus élevé que les amplificateurs classe A, et d'une linéarité convenable, à condition qu'ils fonctionnent en push-pull. En effet, il se produit une distorsion dans la partie inférieure, courbée, de la caractéristique de grille ; or, dans un montage symétrique, la distorsion causée par un tube est contrebalancée par celle de l'autre. La courbe figure 11-27 montre le mode de fonctionnement en question. Pourvu que la tension de polarisation ne soit pas excessive, et n'amène pas le courant de plaque à être interrompu au voisinage du point A, le signal est transmis entièrement. La courbe en *a* représente le fonctionnement d'un seul tube. Pour simplifier, on suppose que la portion de courbe A, B, C est rectiligne. Dans l'intervalle de temps 1-2, le signal appliqué à la grille n'est pas modulé. Comme la polarisation est proche du point de coupure, théoriquement, les alternances négatives du signal ne produisent aucun courant de plaque. Il en résulte la production d'alternances de courant de sens positif reproduites de 1 à 2 (en haut, à droite) qui sont appliquées au circuit accordé. Or, un circuit résonnant oscille sinusoïdalement, de sorte que l'application d'une alternance cause la formation d'une période complète d'oscillation. Il en résulte qu'à la rigueur, on pourrait employer en H. F. un amplificateur classe B à un seul tube, puisque grâce au circuit oscillant, on obtient le signal complet représenté en *b*. Néanmoins, cela ne se fait pas en pratique.

Dans le fonctionnement en classe B, on pousse jusqu'à la courbure supérieure (point C). Pour amplifier sans déformation une porteuse modulée à 100 %, il faut que les conditions soient telles que la figure les représente, c'est-à-dire que le niveau du signal arrive en A en l'absence de modulation,

donc à moitié de la portion de courbe utilisée. De 2 à 3, on voit le signal modulé à fond.

Du fait du montage en push-pull, quand l'un des tubes donne les alternances positives, l'autre débite les alternances négatives, de sorte que le signal est complet même sans l'intervention du circuit oscillant de sortie. L'harmonique deux représentant des déformations individuelles opposées, celles-ci s'annulent dans le circuit de plaque du fait de sa disposition symétrique.

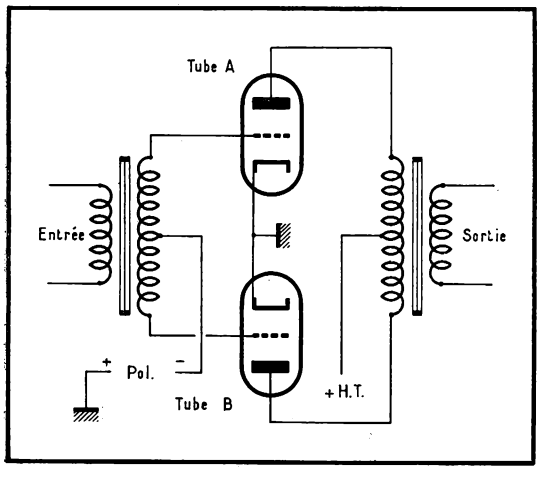


Fig. 11-29. — Amplificateur B. F. classe B.

Si en B la polarisation de grille est annulée par le signal, de B à C la grille devient positive, et un courant de grille circule. Pour éviter que cela produise une distorsion, il faut que la résistance du circuit de grille soit aussi faible que possible. Comme ce courant de grille représente une dissipation de puissance, cette puissance d'attaque doit être prévue. Elle est plus élevée que dans le cas d'un amplificateur classe A, qui ne produit pas de courant de grille. Le rendement de plaque d'un amplificateur classe B peut être de l'ordre de 35 %.

Quand la polarisation est trop forte, il se produit ce qu'on peut voir sur la figure 11-28. De 4 à 5, le point de coupure est dépassé, et par conséquent le signal est interrompu (*b*).

Moyennant un ajustement correct des tensions, les amplificateurs asymétriques représentés jusqu'ici, et l'amplificateur push-pull de la figure 11-26, peuvent tous fonctionner en classe B.

Modulateurs classe B.

A pleine puissance, un amplificateur B. F. classe B peut avoir un rendement de 50 à 70 %. Pour cette raison, ainsi que pour la qualité de reproduction qu'il permet avec des moyens simples, c'est ce montage qui est employé pour la modulation à niveau élevé. Quand on module par la plaque un étage de puissance, il faut que toute la puissance appliquée au circuit de plaque de l'étage H. F. soit modulée, ce qui inclut aussi bien la puissance utile que la portion dissipée par les pertes. Un émetteur de 50 kW en téléphonie ayant dans l'étage de sortie un rendement de plaque de 75 % nécessite une puissance de plaque modulée de 67 kW. Pour arriver à une modulation complète, la puissance B. F. nécessaire est égale à la moitié de la puissance de plaque de l'étage H. F., soit dans ce cas une puissance B. F.

de 33,5 kW, pour 50 kW de puissance H. F. de sortie. Pour fournir cette puissance B. F., un amplificateur classe A, par suite de son faible rendement, serait très encombrant et très peu économique.

Le montage est représenté figure 11-29. La sortie est couplée par transformateur à la charge constituée par l'amplificateur H. F. de puissance. Dans le cas du fonctionnement en B. F., on ne peut compter sur un circuit oscillant pour reproduire la forme d'onde, comme il a été expliqué plus haut, de sorte qu'il faut toujours qu'un des tubes fournisse une alternance complète, et l'autre tube l'alternance de sens opposé. Il en résulte que le montage symétrique est obligatoire. Le schéma figure 11-29 ne diffère en rien de celui d'un amplificateur classe A. Les seules différences sont constituées par les tensions, les courants et les valeurs d'impédances.

Du fait qu'un tube est affecté aux alternances positives du signal B. F. et l'autre aux alternances négatives, quand un tube débite, l'autre est au repos. La figure 11-30 montre les courbes des courants anodiques par rapport aux tensions de grilles d'une paire de tubes en push-pull classe B fonctionnant en B. F. La polarisation fixe le courant de repos au voisinage du point de coupure (E_c). On voit que les deux caractéristiques mises bout à bout forment une ligne droite. Pendant l'alternance marquée A, le tube A débite, et le tube B, au voisinage du point de coupure, n'a qu'un courant de plaque très faible. Pendant l'alternance B, c'est le tube B qui débite et le tube A qui est au repos. Les deux tubes produisent tour à tour un courant de grille quand la tension d'attaque dépasse le point de polarisation nulle.

La combinaison des deux alternances dans le transformateur de sortie donne un signal complet, comme le représente la partie de droite de la figure.

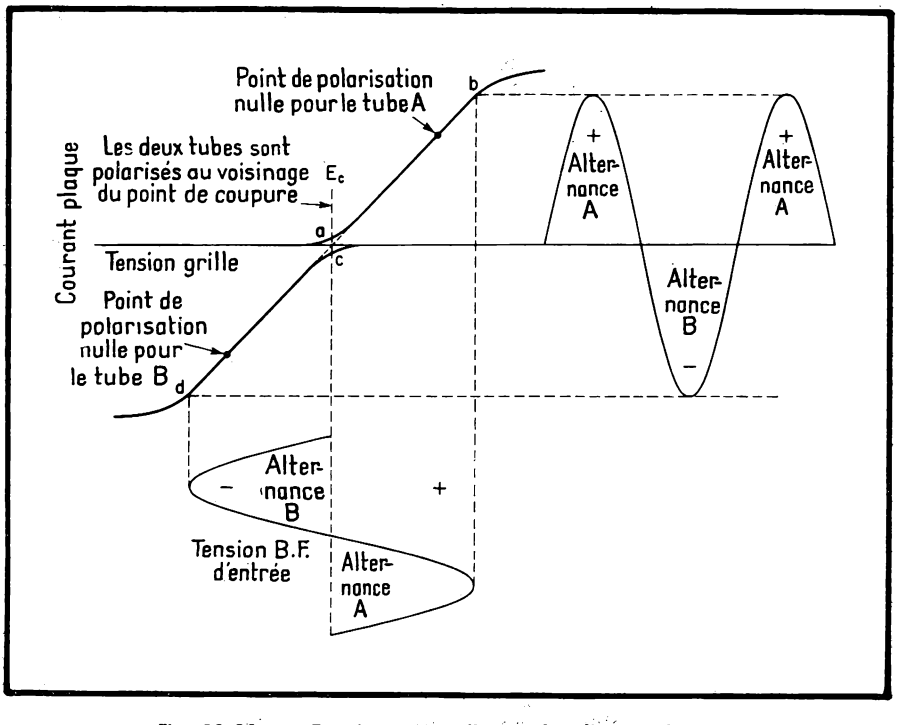


Fig. 11-30. — Fonctionnement d'un push-pull B. F. classe B.

De même qu'en H. F., le courant de grille nécessite un circuit d'entrée de faible résistance si on ne veut pas qu'il s'y produise une distorsion importante. De plus, il faut que la tension de polarisation soit fixée à une valeur stable. Quand un courant de grille circule, une certaine puissance est prélevée sur la source de polarisation. Il faut donc que cette source ait une bonne régulation. Le fonctionnement correct d'un amplificateur classe B nécessite une étude soignée des sources d'alimentation.

En effet, le courant anodique varie également dans une très large mesure. En l'absence de signal, il est presque nul, puisque les tubes sont polarisés près du point de coupure. Et il atteint une très forte intensité lors des crêtes. Or, il faut que la tension d'alimentation reste aussi constante que possible, en dépit de ces variations de débit.

Les amplificateurs B. F. en classe B équipés de triodes ont une assez faible amplification en puissance. On obtient une plus grande amplification avec des pentodes, mais celles-ci ont des inconvénients dont il sera question plus loin. Mais le faible gain des triodes est amplement contrebalancé par la forte puissance globale de l'amplificateur et par le rendement élevé, du point de vue de la puissance d'alimentation, lorsqu'il est nécessaire de disposer de grandes puissances B. F.

Amplificateurs H. F. classe C.

Les amplificateurs fonctionnant en classe C ont de très grands avantages dans les émetteurs. C'est avec eux qu'il est possible de disposer de la plus grande puissance H. F. de sortie, et c'est ce type d'amplificateur qui a le rendement le plus élevé en puissance. Il en résulte qu'on les emploie fréquemment lorsqu'il s'agit d'amplifier des tensions de faible niveau pour les élever à la valeur requise pour l'attaque d'une antenne, et d'obtenir cette puissance d'attaque le plus économiquement possible. C'est toujours eux que l'on emploie lorsque l'étage de sortie est modulé par la plaque.

L'excursion du courant anodique couvre toute la gamme possible, de zéro au courant de saturation, ou presque, pendant chaque alternance positive du signal d'attaque de grille. De la sorte, la presque totalité de ce courant constitue de la puissance utile. Au repos, c'est-à-dire en l'absence d'excitation de grille, le courant anodique est nul.

La puissance oscillante aux bornes du circuit de plaque est proportionnelle à l'amplitude des impulsions de courant plaque qui produisent et entretiennent ces oscillations. Donc, plus grande est leur amplitude, plus élevée est la puissance de sortie. Il n'est pas nécessaire que ces impulsions soient des périodes complètes : il suffit qu'elles soient à la bonne fréquence. Elles peuvent être brèves, pourvu que leur amplitude soit élevée.

Quand aucun courant ne circule à travers le tube, il n'y a aucune dissipation d'énergie d'alimentation. Une perte se produit parce que le rendement du tube n'est pas égal à 100 %, mais la perte n'a lieu que lorsque le courant de plaque circule pour produire l'impulsion d'excitation du circuit accordé. Pour obtenir le meilleur rendement possible, il faut déterminer exactement le moment où cette impulsion doit être produite, alors que le reste du temps le courant de plaque est interrompu.

La puissance de plaque instantanée, qui est le produit de la tension instantanée par le courant qui circule à cet instant, est répartie entre le circuit de charge et le tube, dans lequel une partie de la puissance est dissipée. Celle-ci est le produit du courant de plaque instantané par la chute de tension qui se produit à l'intérieur du tube quand ce courant le traverse. La portion qui apparaît aux bornes de la charge au même instant est le produit du courant de plaque par la chute de tension instantanée aux bornes

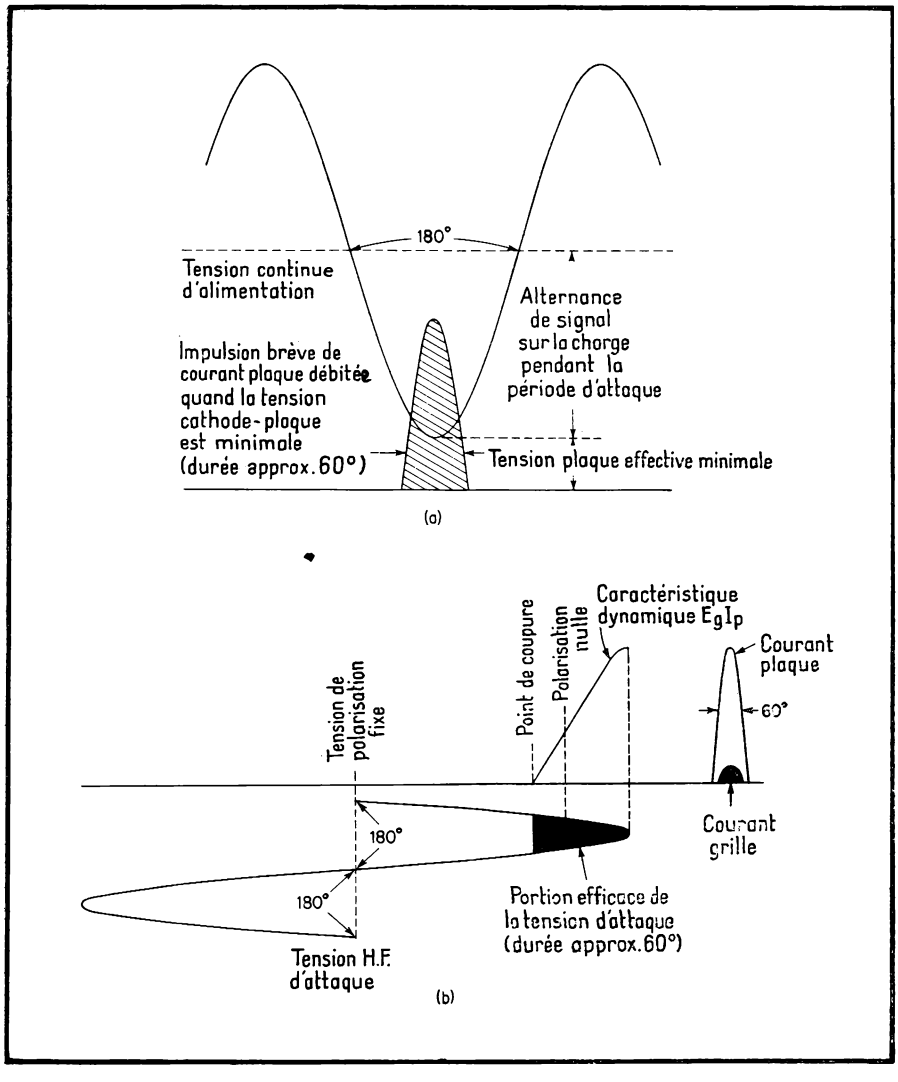


Fig. 11-31. — Mode de fonctionnement d'un amplificateur classe C à haut rendement. En b, signal de grille au moyen duquel on obtient de courtes impulsions de courant plaque.

de la charge. Si le courant de plaque est limité aux intervalles où la chute aux bornes de la charge est la plus élevée, et où elle est la plus faible aux bornes du tube, on obtient le plus haut rendement possible.

Un courant oscillant se produit dans le circuit accordé de plaque. La tension H. F. aux bornes de ce circuit est représentée figure 11-31 *a*. On voit que la tension varie constamment, atteignant des valeurs de crête élevées, positives et négatives par rapport au potentiel continu de la source. Au moment d'une crête négative, la tension effective entre cathode et anode est basse. Si c'est à ce moment qu'a lieu l'impulsion de courant plaque, la puissance dissipée en chaleur dans la lampe sera la plus faible possible,

puisqu'elle est le produit du courant de plaque par la chute de tension interne. La figure montre que l'impulsion de courant plaque, pour circuler au moment le plus opportun, c'est-à-dire quand la tension de plaque effective est la plus basse, doit avoir une durée beaucoup plus courte qu'une alternance de l'oscillation. Autrement, les pertes augmentent, parce que la tension plaque-cathode est plus élevée.

La manière de créer cette courte impulsion de courant anodique à partir d'une tension d'attaque de grille sinusoïdale est représentée en *b*. On voit que la polarisation de grille doit être beaucoup plus élevée que la tension de coupure du courant anodique (cut-off) en l'absence de tension d'attaque. Quand une alternance positive de cette tension est appliquée à la grille, seule la portion représentée en noir produit un courant anodique. Cette portion ne représente qu'une petite fraction des 180° de l'alternance complète. De la sorte, l'impulsion est étroite, et il est possible de la placer au moment le plus avantageux, quand la tension d'anode effective est la plus basse. La durée effective de cette impulsion peut être réduite au tiers de l'alternance, c'est-à-dire à 60°. L'ajustement du fonctionnement est déterminé par la valeur de la tension de polarisation et de la tension d'attaque de grille, qui doit être d'autant plus élevée que la polarisation est plus forte.

Il existe une limite pratique à la valeur de la tension H. F. d'attaque qui peut être appliquée à la grille sans risque. La figure 11-31 *a* montre que la tension continue entre plaque et cathode tombe à une faible valeur au moment où la tension d'attaque de grille atteint un maximum. Supposons qu'alors la grille soit nettement plus positive que la plaque : le courant électronique de la cathode ne sera plus attiré par la plaque, mais atteindra la grille. Le courant de grille prendra dans ce cas une intensité très élevée qui peut la porter au rouge et même la fondre. Tout tube employé dans cette fonction a des valeurs limites de tensions et de courants, y compris le courant de grille. Dans un amplificateur classe C, la tension de grille ne doit jamais dépasser la plus faible valeur instantanée de tension anodique. Quand on veut obtenir le rendement maximum, la tension de grille de pointe peut atteindre presque cette valeur, mais à ce point, la puissance d'attaque de grille croît très rapidement. Il existe des cas où la puissance d'attaque doit être limitée. Il faut alors que la tension de grille de crête reste nettement inférieure à la tension plaque minimum. La durée de l'impulsion d'attaque de grille est alors augmentée pour rattraper la puissance de sortie, mais le rendement est moins bon.

Un amplificateur en classe C peut être polarisé par son courant de grille traversant une résistance, comme il a été expliqué plus haut. La valeur de la résistance de grille peut être calculée en supputant la valeur du courant de grille d'après les caractéristiques du tube, valeur par laquelle on divise celle de la tension à obtenir, d'après la loi d'Ohm. Il se produit dans cette résistance une dissipation de chaleur égale à $I_g^2 R$.

La tension maximum aux bornes du circuit accordé de plaque est :

$$E_o = E_b - E_{p\ min}$$

où E_b est la tension d'alimentation continue de plaque.

$E_{p\ min}$ représente la chute de tension minimum entre plaque et cathode. La puissance de sortie dans le circuit accordé est :

$$P_{out} = \frac{E_o I_p}{2}$$

La puissance d'attaque de grille est :

$$P_g = \frac{E_g I_g}{2}$$

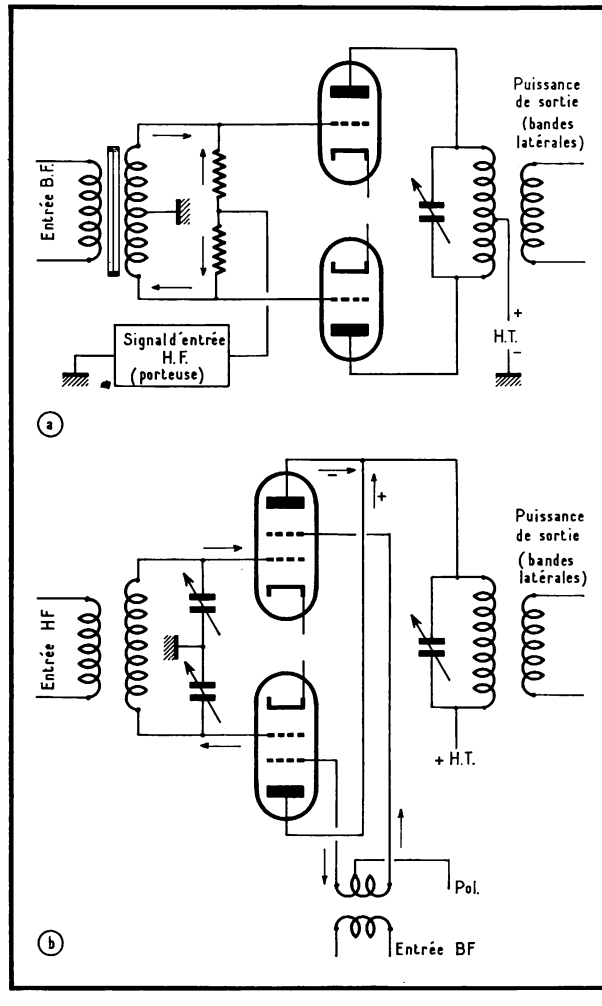


Fig. 11-32. — Modulateurs symétriques pour l'émission à porteuse supprimée.

D'où une amplification de puissance :

$$P_{amp} = \frac{E_o I_p}{E_g I_g}$$

Les amplificateurs H. F. classe C de forte puissance arrivent facilement à un rendement de l'ordre de 80 %, et dans les cas les plus favorables, à 90 %. Ces amplificateurs sont d'usage courant en radiodiffusion, avec une modulation par la plaque, et servent à beaucoup d'autres types d'émetteurs. La modulation par la plaque, qui donne d'excellents résultats, consiste à faire varier la tension d'alimentation proportionnellement à la forme du signal B. F. La méthode classique consiste à brancher la tension de modulation en série avec la tension d'alimentation. Quand la tension de pointe fournie par le modulateur est égale à celle de la source continue, on peut effectuer une modulation à 100 %. Dans les alternances négatives du signal de modulation, celles-ci sont en opposition avec la tension continue d'alimentation, et elles l'annulent, de sorte qu'aucune tension n'est appliquée à la

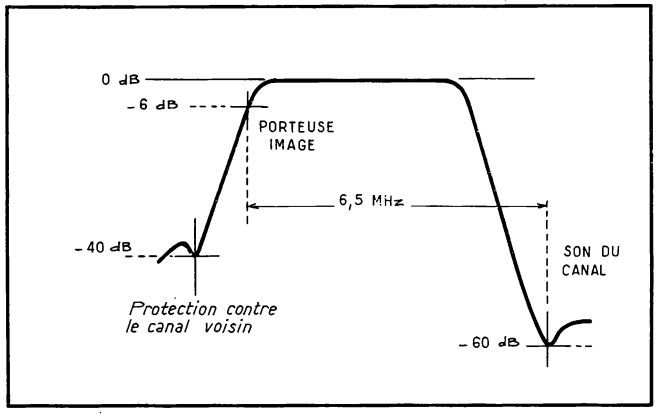


Fig. 11-33. — Courbe de réponse d'un récepteur de télévision au standard 625 I. français.

plaque et que la puissance instantanée de l'émetteur tombe à zéro, cela pour une modulation à 100 % et l'amplitude minimum. Dans le même cas, et lors d'une alternance positive, la tension de modulation s'ajoute à la tension continue, de sorte que la tension d'anode effective est doublée; le courant de plaque prend une valeur approximativement double, et il en résulte que la puissance de sortie instantanée est quadruplée. Ce procédé sera décrit avec plus de détails dans le chapitre XII.

Modulateurs symétriques.

On a expliqué, dans le chapitre X, les avantages d'une émission avec porteuse supprimée. La production de bandes latérales sans porteuse est obtenue au moyen de modulateurs symétriques. La figure 11-32 *a* en représente un modèle simple.

Les grilles sont attaquées en push-pull par le signal B. F. au moyen d'un transformateur. Le circuit de sortie est également symétrique. Mais la tension H. F. d'attaque est appliquée en même phase aux deux grilles, de sorte qu'en l'absence de modulation, les deux courants de plaque sont égaux et de phases opposées, et qu'il n'apparaît aucune résultante H. F. dans le circuit de sortie. Si une tension B. F. est appliquée aux grilles, une puissance apparaît dans le circuit de plaque, constituant des bandes latérales représentant la somme et la différence des tensions H. F et B. F. appliquées aux grilles.

La figure 11-32 *b* représente un montage à lampes à écran. Le signal H. F. d'attaque est appliqué aux grilles en push-pull, le signal B. F. est appliqué de même aux grilles-écrans, et la sortie est montée avec les plaques en parallèle. En l'absence de modulation, les tensions H. F. de sortie sont égales et de phases opposées, de sorte que le circuit ne recueille non plus aucune puissance.

Amplificateurs H. F. à pentodes en classes B et C.

Des pentodes existent pour l'amplification H. F. dans les émetteurs jusqu'à des puissances de plusieurs centaines de watts. En plus de leur grand facteur d'amplification de tension, elles procurent également une grande amplification en puissance. On emploie beaucoup les pentodes en émission dans les étages intermédiaires.

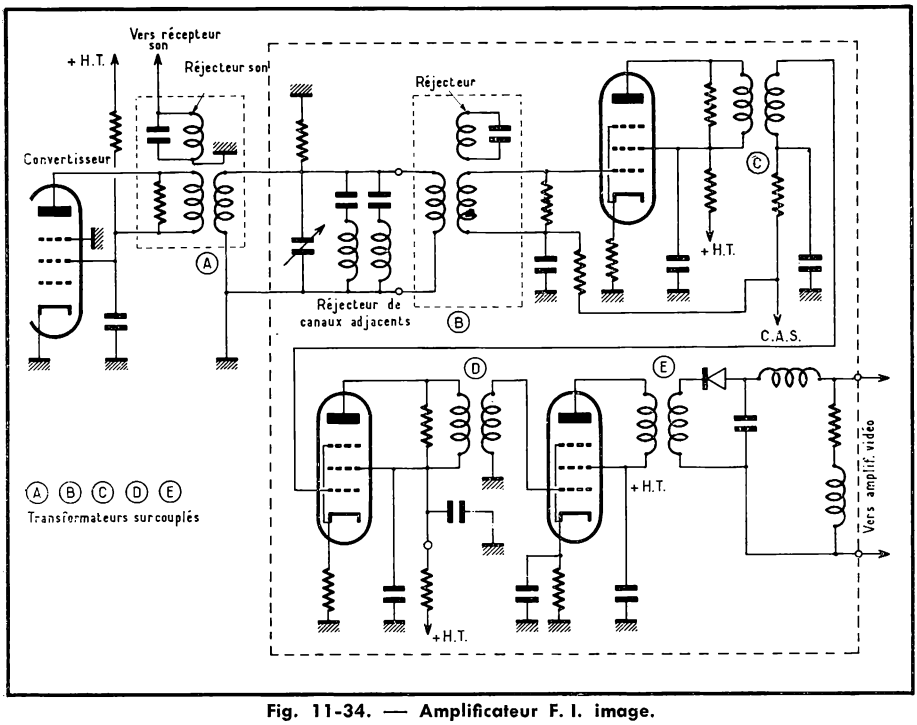


Fig. 11-34. — Amplificateur F. I. image.

Amplificateurs à large bande pour télévision.

Les récepteurs de télévision nécessitent des amplificateurs à fréquence intermédiaire dont les caractéristiques sont assez particulières, du fait qu'ils doivent avoir une très large bande passante. La question sera traitée en détail par la suite. Il suffit ici de dire que les bandes passantes en question peuvent être de l'ordre de 5 à 10 MHz selon le standard d'émission. Il faut que la réponse soit assez uniforme le long de la bande, et que les extrémités procurent les atténuations correctes, savoir d'un côté une chute rapide pour séparer nettement le canal image du canal son, et de l'autre une pente bien déterminée, sur le flanc de laquelle se situe la porteuse image, comme on le verra dans le chapitre XV.

Le récepteur étant du type superhétérodyne, c'est par battement avec les deux porteuses incidentes (son et image) qu'on obtient les fréquences intermédiaires correspondantes, amplifiées, dans les récepteurs de type français ou anglais (son en modulation d'amplitude) en deux canaux F. I. séparés dès l'entrée. Dans le cas du standard français à 625 lignes, les porteuses sont distantes de 6,5 MHz, soit, par exemple, pour Paris, 479,25 MHz pour l'image et 485,75 MHz pour le son. Si le récepteur son est accordé, par exemple, sur une fréquence intermédiaire de 39,15 MHz, obtenue par battement avec une oscillation locale à 446,60 MHz, la porteuse image convertie aura une fréquence de 32,65 MHz (fig. 11-33).

La bande passante idéale de 6,5 MHz, illustrée par la figure, ne peut être obtenue pratiquement d'un amplificateur à circuits alignés sur la même fréquence. On fait usage de deux types principaux d'amplificateurs F. I.,

employant soit des filtres de bande surcouplés, soit des circuits décalés, c'est-à-dire accordés sur plusieurs fréquences réparties le long de la bande à couvrir. Par un chevauchement partiel des courbes de réponse respectives des divers circuits accordés, on parvient à obtenir une courbe offrant une partie supérieure sensiblement horizontale, traduisant une amplification constante le long de la bande. Afin d'étaler les diverses courbes partielles et d'égaliser la réponse globale, chaque circuit bouchon ou transformateur de liaison comporte un amortissement par résistance shunt (fig. 11-34) dont la valeur peut différer selon l'étage.

Il est évident que c'est la réponse globale qui compte, de sorte qu'afin de l'obtenir avec une amplification suffisante, on peut faire usage de combinaisons, par exemple de circuits bouchons et de filtres de bande plus ou

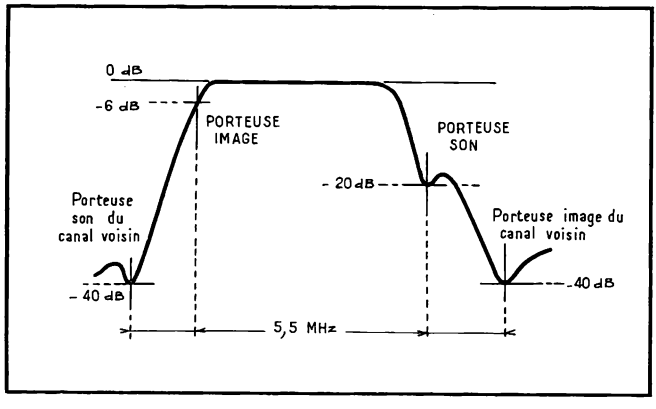


Fig. 11-35. — Courbe de réponse d'un récepteur de télévision au standard C. C. I. R.

moins complexes, répartis le long de la bande. En outre, afin d'avoir une chute plus nette aux extrémités, ainsi que pour éliminer les signaux indésirables susceptibles d'interférer avec les porteuses reçues, on emploie en général un certain nombre de circuits réjecteurs. Le montage superhétérodyne, outre qu'il permet facilement l'accord sur un certain nombre de canaux, permet d'obtenir d'une manière relativement aisée la forme et la largeur de bande passante requises.

Le schéma figure 11-34 représente un amplificateur F. I. image équipé de trois étages (pentodes à grande pente). La convertisseuse et son circuit de plaque, constitué d'un premier transformateur, font partie du bloc H. F. équipé du rotacteur à canaux multiples. A ce premier transformateur est couplé un réjecteur, circuit accordé sur la F. I. son, aux bornes duquel est prélevée la tension qui sera amplifiée par le récepteur son. Le premier filtre est couplé à un second avec lequel il constitue un filtre de bande double. Des réjecteurs de canaux adjacents sont intercalés dans la liaison. On trouve ensuite les trois pentodes F. I. image, couplées par des filtres de bande dont le dernier attaque le détecteur de signal image, ici une diode à cristal. Les grilles des deux premières pentodes sont soumises à la tension de commande automatique de sensibilité (C. A. S.).

Amplificateur à haut rendement Doherty.

Comme on l'a expliqué plus haut, le rendement dans le circuit plaque d'un amplificateur H. F. classe B est limité à environ 35 % si on exige une amplification linéaire. Dans les émetteurs de grande puissance, comme ceux qui sont employés en radiodiffusion, ce bas rendement est indésirable, car il

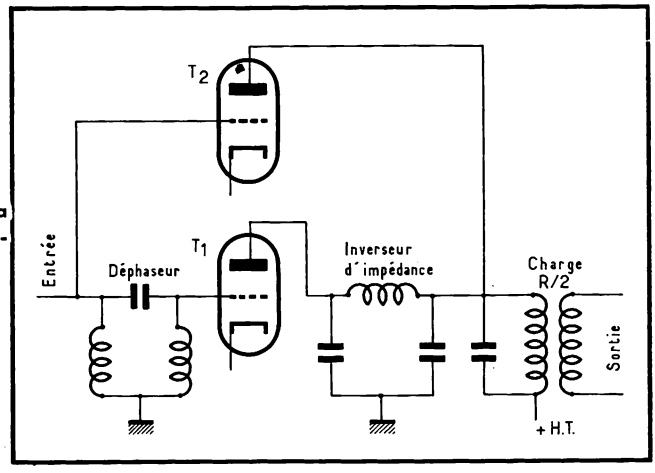


Fig. 11-36. — Schéma simplifié d'un amplificateur Doherty.

représente une dissipation d'énergie de 65 % sous forme de chaleur dans les tubes amplificateurs. Cela nécessiterait l'emploi de modèles plus gros et plus coûteux, des systèmes de refroidissement importants pour éliminer cet échauffement, représentant un gaspillage et nécessitant des redresseurs d'alimentation, une sous-station, une consommation d'énergie beaucoup trop importants et onéreux.

L'amplificateur linéaire Doherty surmonte cette difficulté et parvient à un rendement de 60 à 65 %, indépendant du taux de modulation. Son principe repose sur la répartition de la charge sur deux tubes employant un circuit de sortie unique (fig. 11-36).

Il est important de remarquer que la puissance de sortie maximum est obtenue lorsqu'un tube est chargé par une impédance de sortie adaptée à son impédance propre, mais que le rendement maximum (par rapport à la puissance d'alimentation anodique) avec une plus faible puissance de sortie, est obtenu quand l'impédance de charge est élevée par rapport à l'impédance de sortie apparente du tube. Par conséquent, une variation de l'impédance apparente de la charge peut fournir un moyen de faire varier la puissance de sortie tout en maintenant le rendement à un niveau assez constant. C'est la méthode qu'emploie le montage Doherty pour arriver à un rendement global élevé.

L'élément-clef du système est l'inverseur d'impédance que montre la figure 11-36. Des éléments inductifs et capacitifs judicieusement proportionnés constituent un réseau ayant les propriétés d'une ligne de transmission en quart d'onde, dans laquelle la phase de la tension est en retard de 90° indépendamment de la résistance terminale, et où l'impédance d'entrée est *inversement* proportionnelle à cette résistance. Autrement dit, quand la résistance de charge augmente d'un côté, elle diminue de l'autre. Le facteur important est l'inversion d'impédance. Le déphasage n'est pas désirable, mais peut être corrigé comme on va le voir. Une impédance R à une extrémité produit une impédance R à l'autre extrémité; 2 R à une extrémité donne R/2 à l'autre, etc. L'équation exprimant ce fait est :

$$Z_S = \frac{Z_L^2}{Z_R}$$

où Z_S est l'impédance initiale, Z_R l'impédance résultante, et Z_L l'impédance caractéristique du réseau.

Comme le montre la figure 11-36, les tubes 1 et 2 ont leurs plaques branchées à une charge commune, mais entre le tube 1 et la charge est intercalé l'inverseur d'impédance, qui cause une élévation d'impédance à une extrémité quelconque lorsque l'impédance à l'autre extrémité décroît. Le déphasage résultant, en retard de 90°, comme on l'a dit, entre plaque et charge, est indésirable; mais on peut le compenser par un autre déphasage égal et opposé créé dans le circuit de grille du tube 1. Le réseau qui le produit a des éléments inversés par rapport à ceux du réseau de plaque : les condensateurs sont remplacés par des inductances, l'inductance par un condensateur, de manière à causer un déphasage *en avance* de 90°.

Comme l'indique la figure, la charge commune est R/2, du fait qu'on a deux tubes en parallèle, comme dans un montage classique, afin d'obtenir le maximum de puissance de sortie. Jusqu'à un niveau correspondant sensiblement à la moitié de la puissance de pointe de modulation de l'émetteur, le tube 2 est polarisé au-delà du point de coupure, reste inactif et ne réagit pas sur le tube 1. Remarquons que le réseau inverseur d'impédance est terminé par R/2 du côté de la charge, mais que par suite de la présence de ce réseau, l'impédance à la sortie du tube 1 est 2 R, ce qui est plus élevé que la valeur d'impédance de sortie de ce tube, et cause un rendement élevé.

La fonction du tube 1 est de fournir approximativement la moitié de la puissance modulée de pointe. Au-dessus de ce niveau, le tube 2 entre automatiquement en fonction et fournit le surcroît de puissance requis. A ce moment, le tube 1 commence à se saturer.

Aux bas niveaux de modulation, le tube 1 a donc un rendement élevé tandis que le tube 2 est inactif. Aux niveaux élevés, le tube 2 fonctionne et fournit de la puissance à la charge R/2. La tension aux bornes de celle-ci augmente donc, ce qui accroît l'impédance de charge apparente à la sortie de l'inverseur de phase, lequel transforme cet accroissement en une réduction de la charge apparente sur la plaque du tube 1. Quand, à ce point, la charge tombe de 2 R à R, le tube 1 peut délivrer et délivre effectivement plus de puissance. L'accroissement du niveau de modulation jusqu'à sa valeur maximum fait que les tubes 1 et 2 débitent dans l'impédance de charge la plus favorable, soit R/2, produisant un maximum de puissance de sortie, et que cette charge se répartit également entre eux.

Ainsi, dans l'amplificateur Doherty, sur toute la gamme des niveaux de modulation, les tubes fonctionnent avec un rendement moyen de l'ordre de 60 %, tandis que, dans un amplificateur classique, le rendement maximum n'est atteint que dans les pointes, d'où un rendement moyen beaucoup moins élevé.

Ce type d'amplificateur est malheureusement plus complexe et de mise au point plus délicate, ce qui en a limité l'emploi dans les émetteurs radiotéléphoniques de haute qualité.

Système de modulation Chiriex à haut rendement.

Dans les systèmes décrits jusqu'ici, la modulation en amplitude était obtenue en produisant des variations des tensions de grille ou de plaque des amplificateurs H. F. Le système dû à Chiriex fonctionne sur un principe différent, et rend possible la construction des émetteurs à grande puissance les plus réduits en encombrement et doués du rendement global le plus élevé. La modulation est produite dans un amplificateur H. F. push-pull en mettant à 100 %. Si, par contre, les tensions de grilles sont en phase, les tensions de quantité possible de puissance de sortie modulée en amplitude pour une très petite puissance de commande modulée en phase. Ce principe est illustré schématiquement par la figure 11-37.

Le mode de fonctionnement est simple. Si les tensions de grilles d'un amplificateur de puissance push-pull sont déphasées de 180°, les tensions de sortie seront dans la même opposition de phase, et leur réunion causera une puissance de sortie nulle, c'est-à-dire une pointe négative de modulation à 100 %. Si, par contre, les tensions de grilles sont en phase, les tensions de sortie le seront également, et les puissances des tubes 1 et 2 s'additionneront pour produire une pointe positive de modulation à 100 %. En l'absence de modulation, les phases des tensions de grilles sont ajustées de façon à produire une valeur moyenne autour de laquelle elles oscillent dans des sens opposés et de valeurs égales pour produire la puissance modulée de sortie.

L'avantage du système Chiriex est d'employer des tubes de sortie en classe C, à rendement maximum par conséquent, et d'éliminer les monstrueux et très coûteux amplificateurs B. F. de modulation plaque, ou les amplificateurs H. F. linéaires à rendement peu économique.

La figure 11-37 représente deux oscillateurs (1 et 2) dont un seul fonctionne et dont l'autre est en réserve en cas de panne. Ils oscillent à la fréquence de la porteuse et sont suivis d'un étage tampon-diviseur qui réduit la fréquence porteuse à un tiers, la sépare en deux portions égales et alimente au moyen de celles-ci deux canaux déphasés de 180°. Chaque branche com-

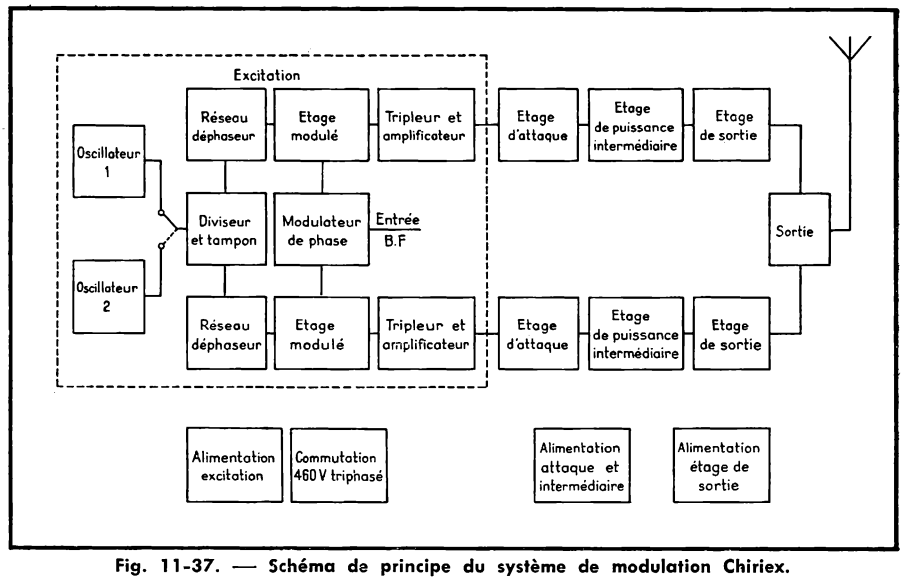


Fig. 11-37. — Schéma de principe du système de modulation Chiriex.

mence par un réseau déphaseur qui réduit la différence de phase originale de 180° à 135°. Les deux signaux passent alors dans des étages modulateurs de phase identiques, où des fluctuations de phase se produisent proportionnellement à l'enveloppe de la modulation à transmettre. Pour une modulation à 100 %, les excursions correspondantes sont de plus ou moins 7,5° de part et d'autre de l'axe, et en sens opposés. Cela produit entre les deux branches des différences de phases de 120 à 150°. Le signal modulé en phase est alors triplé en fréquence pour retrouver la fréquence de la porteuse. Il en résulte que les excursions vectorielles de plus ou moins 7,5° sont également triplées, soit amenées à plus ou moins 22,5°, et que les déphasages globaux entre les deux branches sont amenés à 90 et 180°. La figure 11-38 montre les relations de phases entre grilles de l'étage H. F. terminal, dans lequel la modulation de phase est convertie en modulation d'amplitude, et le mode de

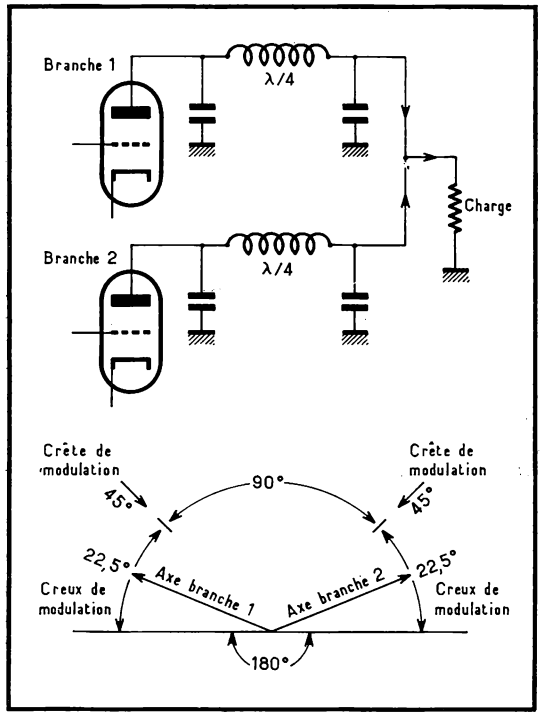


Fig. 11-38. — Excursions de phase de la tension de grille de l'étage de puissance dans la modulation Chiriex.

couplage à la charge commune dans laquelle les deux phases se combinent à cette fin.

La réduction de fréquence à un tiers avant la modulation de phase est accomplie afin d'améliorer la linéarité du processus de modulation. Quand celle-ci est accomplie de la sorte dans les conditions optima, le triplage de fréquence subséquent étend la modulation à la proportion requise en même temps que la fréquence de porteuse voulue est reconstituée.

Problèmes imposés par l'amplification des fréquences élevées.

Le neutrodynage des amplificateurs H. F. est un inconvénient qui, s'il augmente la complexité et le coût d'un appareil, procure d'appréciables avantages dans le domaine de la stabilité et de la souplesse de fonctionnement. Il est très utile et fonctionne d'une manière satisfaisante sur une gamme de fréquences étendue. L'emploi de fréquences porteuses de plus en plus élevées a posé des problèmes techniques particuliers, en même temps que les efforts se portaient vers la production de fortes puissances. Il a fallu notamment créer des modèles de tubes de puissance mieux adaptés et trouver des méthodes permettant de mieux tirer parti des montages types déjà existants. Tout émetteur est conçu à partir des tubes de puissance qui conditionnent son efficacité.

Les principaux problèmes sont la réduction des capacités internes, le blindage entre circuits d'entrée et de sortie, l'obtention d'un encombrement réduit, l'évacuation de la chaleur produite dans les espaces clos, l'élimination des capacités et inductances réparties. Aux fréquences élevées, l'inductance

et la capacité nécessaires à l'accord du circuit de sortie deviennent très petites. Or, tout élément et tout fil de connexion a une inductance propre et une capacité par rapport à la masse, ainsi que des capacités entre eux. La figure 11-39 montre ces divers éléments parasites constitués par l'inductance et la capacité réparties. Aux fréquences relativement basses, celles-ci sont négligeables par rapport aux valeurs élevées constituant le circuit oscillant proprement dit, et n'entrent pratiquement pas en jeu dans la détermination de ses valeurs et de sa fréquence de résonance. Néanmoins, il arrive qu'elles forment alors de petits circuits oscillants produisant des résonances parasites sur des fréquences très élevées. Mais ce n'est pas la question qui nous occupe.

Quand les valeurs nécessaires à la résonance sont très réduites, il arrive que les inductances et capacités réparties jouent le rôle principal et rendent illusoire l'effet du circuit accordé. La formule donnant la réactance inductive $2\pi f L$ d'un fil conducteur montre qu'elle augmente en raison directe de la fréquence. Par exemple à 25 MHz, la réactance d'un court fil rectiligne commence à être appréciable. Les capacités d'accord se mesurent en millionièmes de microfarad, et les capacités parasites arrivent facilement à être du même ordre. Il faut donc absolument réduire autant que possible la longueur des connexions et les capacités, la dimension des éléments, les distances entre eux, et, à l'occasion, augmenter la section des conducteurs.

A des fréquences assez hautes, l'accord par les méthodes classiques peut être rendu impossible du fait que les valeurs des éléments parasites dépassent celles qui sont nécessaires à l'accord. Avant même que ce point soit atteint, ils rendent le neutrodynage critique, difficile ou irréalisable. Si les éléments de neutrodynage sont éliminés, on arrive toutefois à simplifier la question : c'est ce qu'autorise le montage qui va être décrit.

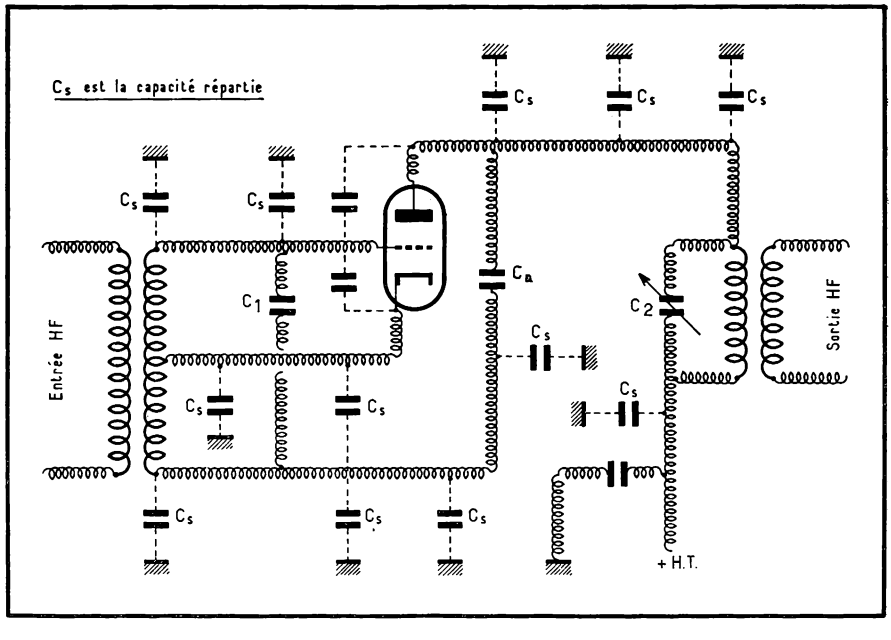


Fig. 11-39. — Capacité et inductance réparties (ou parasites) telles qu'elles pourraient être représentées dans le schéma d'un étage amplificateur à très haute fréquence.

Amplificateur grille à la masse.

Nous avons vu chapitre VII, que si, au lieu de mettre la cathode à la masse, comme on le fait d'ordinaire, on y relie la grille (fig. 11-40), on obtient un amplificateur H. F. qui ne doit pas être neutralisé, et qui donne une amplification stable sur une large plage de fréquences, aussi bien en réception qu'en émission de grande puissance. La grille joue le rôle d'écran entre l'entrée et la sortie. On se sert de ce montage surtout aux fréquences où la neutralisation devient difficile ou indésirable, et parfois par économie.

La tension d'entrée est tout de même appliquée entre grille et cathode, mais il est nécessaire de tenir compte du fait que l'impédance d'entrée est très basse par rapport à celle du montage classique. Si elle est trop basse, elle amortit à l'excès le circuit accordé. On peut l'augmenter en supprimant la capacité cathode-masse causée par le filament, soit en alimentant celui-ci à travers des bobines d'arrêt (*a*), soit en faisant passer les fils de chauffage à travers un bobinage en tube (*b*). De cette manière, le filament est au même potentiel H. F. que la cathode.

Le potentiel H. F. de la cathode varie, alors que celui de la grille reste fixe, à l'inverse du fonctionnement d'un étage classique. La figure 11-40 montre que, quand la cathode devient positive par rapport au potentiel zéro de la grille, la tension d'attaque est en série avec le circuit plaque-cathode externe, qui est traversé par un courant de plaque en phase avec le courant d'entrée. Il en résulte que la puissance d'entrée apparaît dans le circuit de sortie. Dans le montage classique, le coefficient d'amplification (μ ou k) donne une indication de l'amplification en tension. Dans le montage grille à la masse, les tensions H. F. d'entrée et de sortie s'additionnent pour produire le courant plaque. De ce fait, le montage fonctionne comme si le coefficient d'amplification était ($\mu + 1$).

Dans le montage cathode à la masse, le courant dû à la capacité plaque-grille tend à provoquer des oscillations, parce qu'une certaine puissance est ramenée à l'électrode de commande. Ici, la grille est forcément à un potentiel constant, puisqu'elle est à la masse. Le courant plaque-grille retourne donc aussi à la masse. La réaction entre sortie et entrée est très réduite, et la neutralisation n'est pas nécessaire.

On emploie fréquemment ce montage dans les étages de sortie des émetteurs de puissance importante fonctionnant sur des fréquences élevées. En effet, dans ce cas, les défauts du montage classique sont les suivants :

1. Les capacités du tube, du circuit de neutrodynage et des éléments classiques associés s'additionnent et produisent une capacité parasite importante qui a pour résultante une capacité shunt aux bornes du circuit de sortie, rendant l'accord de celui-ci impossible ou le limitant à une plage trop réduite.

2. Aux très hautes fréquences, le circuit de neutrodynage résonne sur une fréquence trop proche de la fréquence de fonctionnement, et devient de réglage critique ou perd son efficacité.

3. Les condensateurs de neutrodynage, qui supportent une tension élevée, doivent être de volume trop réduit et situés dans un espace trop étroit, qui rend leur construction difficile et cause une instabilité de fonctionnement.

4. Le fonctionnement des pentodes, tétrodes ou triodes neutralisées devient de plus en plus instable et inefficace à des fréquences où la moindre longueur de connexion est une inductance offrant une réactance importante, et où il devient impossible de maintenir une grille-écran au potentiel H. F. de la masse. Quand la fréquence augmente, la plage d'efficacité du neutrodynage devient de plus en plus étroite, et finalement disparaît complètement.

En grille à la masse, le tube fonctionne d'une manière très stable comme un générateur en série, et son amplification de tension est donnée par la formule :

$$E_{amp} = \frac{E_g\ (\mu + 1)}{R_p + Z_1}$$

où R_p est la résistance de plaque et μ le coefficient d'amplification.

Ce type d'amplificateur peut fonctionner en classes A, B et C. Il demande plus de puissance d'attaque qu'un montage classique, mais, comme on l'a dit plus haut, la puissance d'entrée n'est pas perdue : elle se retrouve dans le

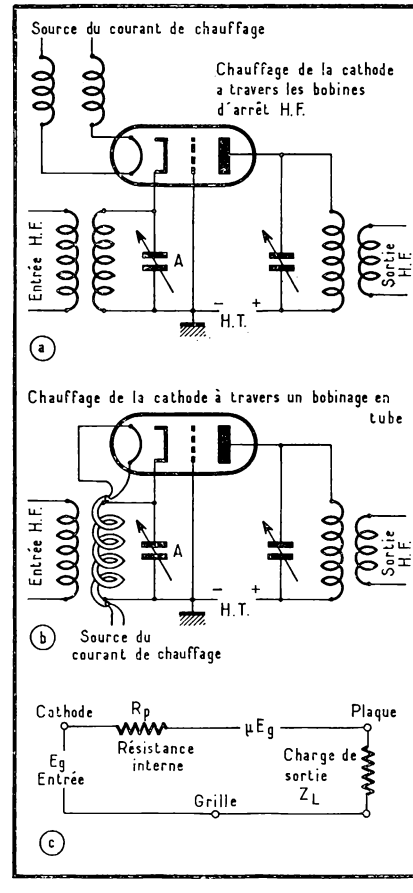


Fig. 11 - 40. — Circuit équivalent d'un amplificateur à grille à la masse.

circuit de sortie. Cette puissance d'entrée est le produit E I du courant et de la tension d'attaque. La puissance de sortie est celui du courant H. F. de plaque par la somme des tensions d'entrée et de sortie.

Amplificateur à couplage cathodique.

Quand on veut obtenir une basse impédance de sortie, on peut faire usage d'un tube à charge cathodique, comme le représente la figure 11-41. Les avantages principaux de ce montage sont :

1. La possibilité d'obtenir une valeur d'impédance très basse permettant d'alimenter une ligne coaxiale.

2. Une capacité d'entrée très réduite, ce qui est important quand on amplifie une large bande de fréquences.

3. La contre-réaction élevée qui se produit réduit la distorsion d'amplitude et la sélectivité.

4. La stabilité (faible tendance à l'oscillation) est très bonne.

Le défaut du montage est de donner un gain inférieur à l'unité. Il est exprimé par la formule :

$$E_{amp} = \frac{\mu R_c}{r_p + (\mu + 1) R_c}$$

Néanmoins, on obtient un effet de transformation d'impédance par voie électronique sans les inconvénients prohibitifs des transformateurs, quand il s'agit d'amplification à large bande.

La figure 11-41 montre que la tension de sortie aux bornes de R_c est présente dans le circuit de grille avec une phase produisant une contre-réaction. Autrement dit, la tension de sortie se retranche de la tension d'entrée, ce qui fait que le gain de tension est forcément inférieur à l'unité.

Ce montage est fréquemment employé dans les circuits d'émetteurs de télévision, où il est important de transmettre une large bande de fréquences avec des rotations de phases, une sélectivité et une distorsion d'amplitude aussi réduites que possible, et où, en outre, il est nécessaire d'opérer des

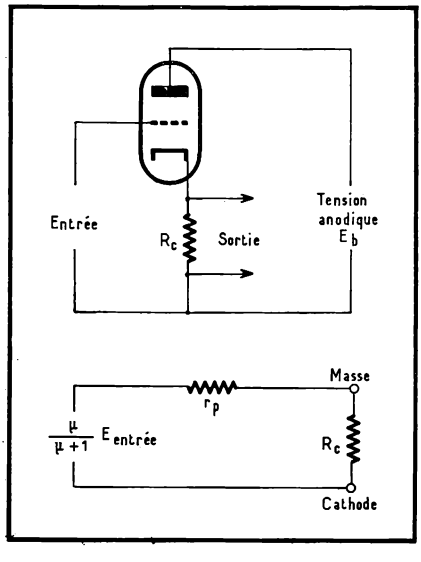


Fig. 11-41. — Cathodyne et son circuit équivalent.

liaisons par câbles coaxiaux à basse impédance pour les signaux vidéo. Les distorsions de phase, en effet, causent des retards de transmission dans les diverses composantes de l'onde complexe constituant ces signaux, d'où des effets de franges indésirables compromettant la netteté des images.

Une amplification uniforme de toutes les fréquences est également importante quand il s'agit d'ondes complexes dont les éléments représentent des harmoniques de rang élevé. La reproduction fidèle du signal requiert une combinaison d'amplitudes et de phases conformes à l'original. L'atténuation de certaines fréquences cause des altérations de détails, des débordements et des traînées provenant de ce que les formes d'ondes sont modifiées.

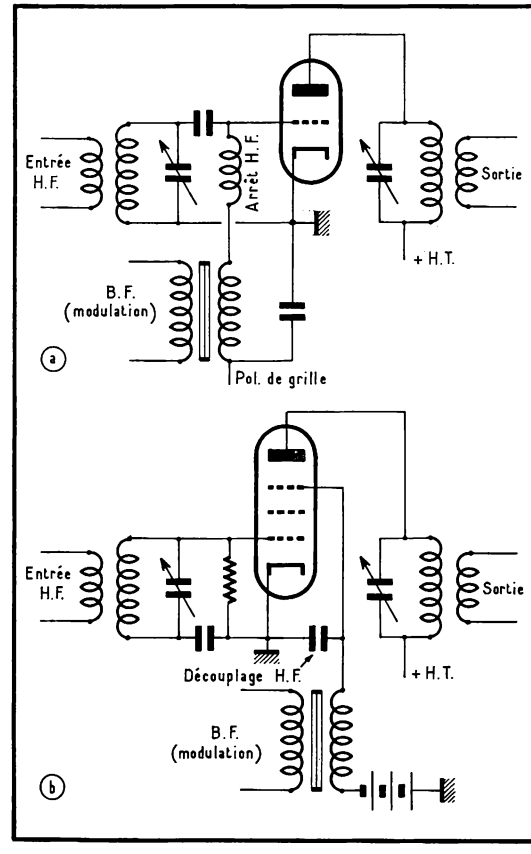


Fig. 11-42. — Procédés de modulation par la grille.

La haute impédance d'entrée et la basse impédance de sortie de ce montage le rendent également utile en télévision dans les circuits générateurs et amplificateurs d'impulsions. Il faut ajouter que le signal sortant est en phase avec la tension de grille, ce qui peut être aussi un avantage par rapport au montage classique, qui introduit un déphasage de 180°. La polarité, en vidéo, est importante du fait qu'il s'agit de signaux asymétriques.

Amplificateurs modulés par la grille.

Il est possible d'appliquer la modulation à la grille d'un tube amplificateur, et dans certains cas, notamment en télévision, ce procédé peut être avantageux. Dans le cas de la modulation par la plaque, précédemment décrite, il est nécessaire de faire appel à des transformateurs ou des bobinages d'arrêt de grandes dimensions qui ont des capacités réparties et des inductances de fuite très élevées, qui limitent la bande des fréquences de modulation, et introduisent des résonances parasites indésirables. Leur usage doit donc être éliminé en télévision. En outre, il est souhaitable de pouvoir effectuer la modulation avec un amplificateur de puissance réduite. Au lieu de moduler la tension d'alimentation de plaque, on module la polarisation de grille.

La figure 11-42 *a* représente une triode modulée par la grille, et la

figure 11-43 montre les rapports liant la tension de grille au courant de plaque.

Pour obtenir le meilleur rendement dans le circuit plaque, un amplificateur modulé par la grille est polarisé au-delà du point de coupure, c'est-à-dire dans les conditions de la classe C. Les impulsions de courant plaque, on le sait, sont inférieures à la durée d'une alternance positive. Pour la modulation grille, la tension H. F. d'attaque est ajustée de sorte qu'en l'absence de modulation, les pointes de courant plaque parviennent au milieu de la zone linéaire, soit à mi-chemin entre le point de coupure et, dans le haut, le point de saturation, ce qui correspond aux données décrites à propos d'un amplificateur linéaire à faible rendement de plaque. Durant les maxima de modulation, le tube fonctionne en classe C avec un bon rendement, presque jusqu'à la saturation dans les crêtes positives, et presque jusqu'au point de coupure dans les négatives. Dans ces conditions, le rendement, estimé d'après une modulation sinusoïdale s'étendant sur plusieurs périodes complètes, est de l'ordre de 50 %.

Du fait que le courant et la tension plaque H. F. n'atteignent au maximum que la moitié environ des valeurs d'un amplificateur classique en classe C, la puissance de sortie est limitée au quart. Pour obtenir la plus grande linéarité de modulation sur toute la gamme possible, on ajuste les valeurs de manière à respecter cette condition au premier chef, en sacrifiant un peu le rendement.

Sur le schéma figure 11-42 *a*, la tension de modulation est branchée en série avec la polarisation de grille, à laquelle elle s'additionne et se soustrait alternativement, de sorte que c'est cette tension de polarisation qui est modulée. La figure 11-43 montre, en *a 1*, la tension H. F. d'attaque d'amplitude constante, en *a 2* le signal de modulation, en *a 3* la résultante de leur addition. En *b*, on voit les impulsions de courant plaque produites, et, en *c*, le courant dans le circuit accordé de sortie.

Un tube pentode peut recevoir la modulation sur la grille suppresseuse, comme sur la figure 11-42 *b*. Le montage est classique, à part l'insertion de la tension de modulation en série dans la connexion de grille suppresseuse. Ce procédé ne permet pas une très grande linéarité.

Modulation plaque des tubes à grille-écran.

Les tétrodes ou pentodes peuvent être modulées par la plaque, quand on les monte en amplificateurs H. F. classe C, mais pour obtenir une modulation correcte, il faut moduler en même temps la tension de grille-écran. Le montage est le même que dans le cas d'une triode, à part le prélèvement de la tension de grille-écran sur la tension plaque modulée — c'est-à-dire que la résistance chutrice d'écran est branchée au pied du circuit accordé de sortie. Ce procédé est employé quand une très haute fidélité n'est pas exigée.

Oscillations parasites.

La construction des amplificateurs H. F. de grande puissance offre quelquefois des difficultés causées par des oscillations parasites, en particulier lorsqu'on branche des tubes en parallèle. Ces oscillations, qui se produisent généralement sur des fréquences beaucoup plus élevées que la fréquence d'accord, sont évidemment indésirables, et peuvent être très difficiles à déceler. Elles constituent une déperdition d'énergie, rendent l'accord sur la fréquence voulue difficile ou impossible, et produisent parfois des courants oscillants si intenses que les soudures ou les ampoules des tubes peuvent fondre. Les tensions qui en résultent peuvent produire des décharges capables

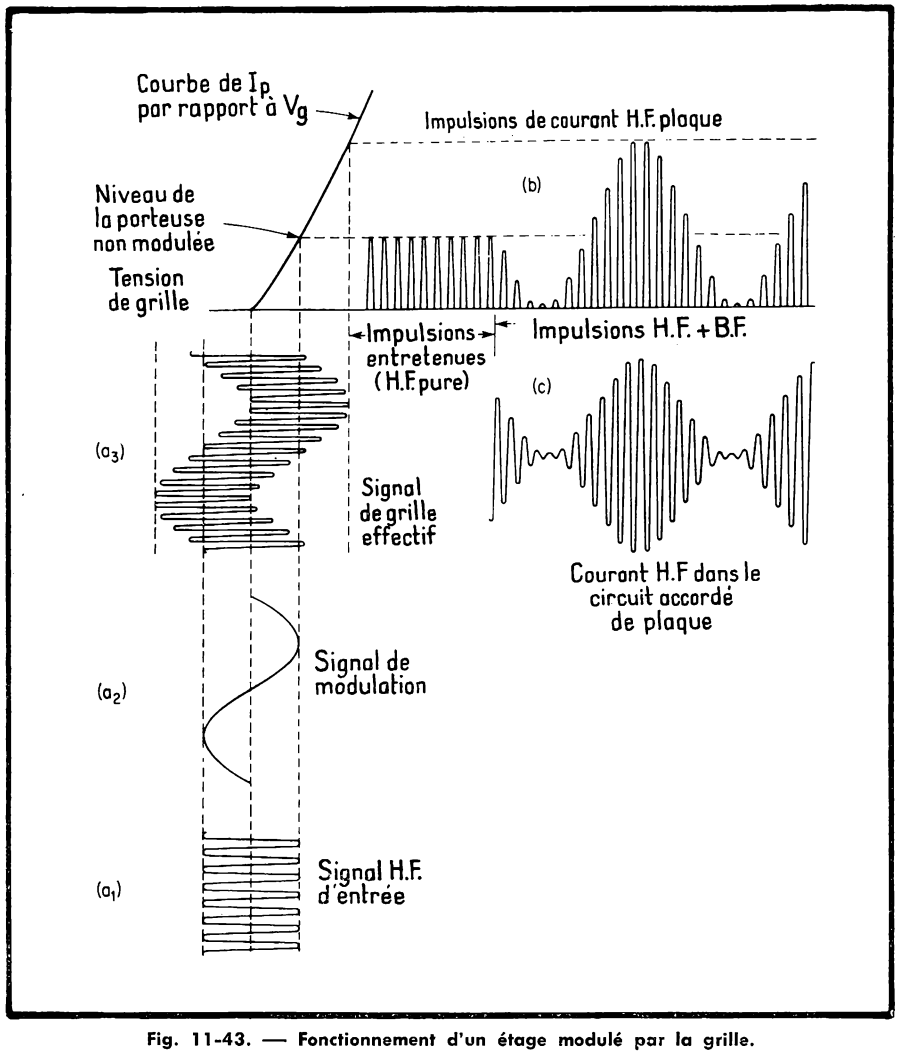


Fig. 11-43. — Fonctionnement d'un étage modulé par la grille.

de détruire les éléments des circuits. Il est indispensable de les localiser et de les supprimer pour parvenir à une mise au point correcte des amplificateurs.

Ces oscillations résultent généralement de la présence, dans les circuits de grille et de plaque, de composantes inductives et capacitives, auxquelles il a été fait allusion plus haut, qui constituent des circuits accordés parasites résonnant sur des fréquences très élevées, pour lesquelles le circuit de neutrodynage est sans efficacité, car il est établi pour la fréquence de fonctionnement normale de l'amplificateur. Le retour d'énergie à travers la capacité plaque-grille transforme l'amplificateur en oscillateur à grille et plaque accordées sur ces fréquences parasites. Des modifications du câblage permettent généralement de supprimer les résonances parasites, et de mettre fin à ces phénomènes accidentels.

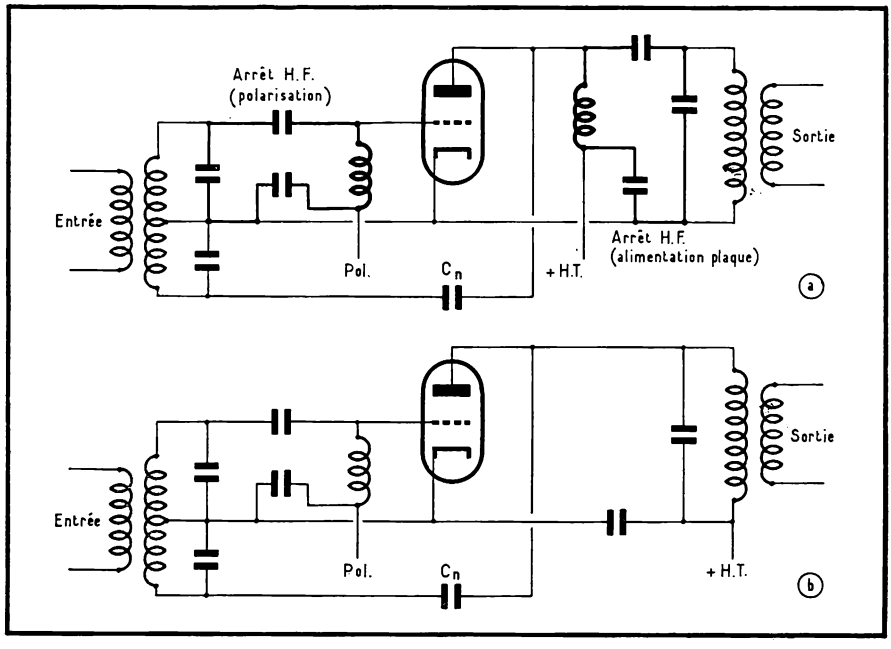


Fig. 11-44. — En a, circuits accordés parasites provoquant une oscillation indésirable (en trait gras). En b, schéma modifié.

La figure 11-44 *a* montre un autre cas, où les oscillations parasites sont causées par la présence de deux circuits accordés indésirables, composés des bobines d'arrêt et des condensateurs associés. Ces circuits oscillants parasites sont tracés en trait gras. L'accident est dû à ce qu'on a voulu alimenter en shunt la grille et la plaque en tensions d'alimentation; et le neutrodynage ne peut l'empêcher, bien qu'il puisse fonctionner correctement sur la fréquence d'accord normale.

La figure 11-44 *b* illustre le remède, consistant à supprimer une des bobines d'arrêt, en alimentant la plaque à travers le circuit accordé de sortie. Le circuit oscillant parasite est ainsi éliminé du circuit de plaque.

CHAPITRE XII

EMETTEURS A. M.

Un émetteur est un appareil qui doit, à partir d'un signal — par exemple à basse fréquence — qui lui est appliqué par deux bornes d'entrée, alimenter une antenne en porteuse modulée de fréquence et de puissance déterminées, en accomplissant tous les stades intermédiaires. Le cahier des charges comporte en outre quantité de spécifications d'ordres divers, destinées à assurer le bon fonctionnement et le respect des règlements. Pour établir correctement les plans d'un émetteur, il faut donc pour commencer établir la liste de toutes les fonctions diverses qu'il doit accomplir, de tous les standards auxquels il doit se conformer, et de toutes les tolérances permises.

Rapports entre les fonctions et le schéma.

Un émetteur destiné à la télégraphie maritime est relativement simple. C'est un appareil de puissance limitée, de l'ordre de 1000 W, équipé uniquement pour la télégraphie en ondes entretenues; et pour son alimentation, il fait normalement usage de ce que fournit la dynamo du bord. Un émetteur destiné à la télégraphie intercontinentale aura des caractéristiques analogues, propres à ce genre de service. Quand il s'agit de radiodiffusion, la modulation est de type plus complexe et on doit se conformer à beaucoup d'exigences diverses. Dans la section qui va suivre, les spécifications auxquelles doit se conformer un émetteur de type classique seront exposées afin qu'on s'en fasse une idée. On a choisi l'exemple d'un émetteur de 10 kW parce que sa complexité relative permet une assez ample discussion des différents facteurs entrant en jeu.

Critères de fonctionnement typiques d'un émetteur

Amplification basse fréquence.

Pour la radiodiffusion, le signal à transmettre est la parole, la musique, et d'autres sons divers. Il faut que l'amplification à basse fréquence soit suffisante pour permettre au besoin la modulation à 100 % de la porteuse, avec

une réserve suffisante pour compenser les différences de gain dues par exemple aux variations de caractéristiques des tubes, etc. Afin de déterminer l'amplification nécessaire, il faut savoir quel sera le niveau d'entrée du signal. Si l'on sait que ce niveau sera normalement de 10 mW, on tablera sur 1 mW pour avoir une ample réserve. Ainsi est posée une importante spécification : il faut pouvoir moduler l'émetteur à 100 % à partir d'un signal basse fréquence d'entrée de 1 mW.

Impédance d'entrée.

La puissance d'entrée étant posée, il est nécessaire de savoir sous quelle impédance elle sera appliquée, afin d'assurer une adaptation correcte aux circuits précédents, et d'éviter ainsi des pertes et des distorsions de fréquence. S'il est établi que l'attaque se fera sous 150 ou 600 Ω, il est possible de concevoir en conséquence un circuit d'entrée ajustable à ces deux valeurs, soit au moyen d'un transformateur à prises, soit par une combinaison de résistances. De la sorte est posé un autre point : le circuit d'entrée sera conçu pour des impédances de 150 ou 600 Ω au choix.

Réponse en basse fréquence.

La radiodiffusion en modulation d'amplitude exige une haute qualité de reproduction, bien qu'elle ne soit pas capable d'accéder à la haute fidélité que procure la modulation de fréquence, par suite de l'étroitesse des canaux et des nécessités de la sélectivité, comme il a été exposé dans le chapitre X. Il est donc nécessaire de déterminer quelle sera la largeur de la bande de fréquences à transmettre. Transmettre une bande de 30 à 15 000 Hz est coûteux et inutile dans ce cas. La largeur du canal ne le permet pas, et la plupart des récepteurs sont incapables d'en tirer parti, car leur courbe de réponse est limitée à des fréquences de l'ordre de 50 à 7500 Hz. Il est donc raisonnable de spécifier que cette bande de fréquences devra être transmise, sans que la variation d'amplitude dépasse 10 % (soit environ 1 dB). Pour honorer les quelques récepteurs de qualité ayant une courbe de réponse s'étendant de 30 à 10 000 Hz, on pourra transmettre cette bande avec une tolérance un peu plus large, soit 15 % (environ 1,5 dB). Une telle variation ne peut être appréciée avec certitude par un auditeur que s'il effectue la comparaison des deux niveaux avec une fréquence de modulation fixe; c'est beaucoup plus difficile lorsqu'il s'agit de parole ou de musique subissant des fluctuations continuelles. Un nouveau point est donc acquis : nous devons nous arranger pour que l'émetteur transmette toutes les fréquences de 50 à 7500 Hz avec une variation de niveau ne dépassant pas 10 %, en plus ou en moins, et de 30 à 10 000 Hz en ne dépassant pas 15 %.

Distorsion en basse fréquence.

En téléphonie commerciale, la qualité du son est mauvaise. On se permet un taux de distorsion considérable pour des raisons d'économie. Mais en radiodiffusion, ce n'est pas le cas, bien que la perfection ne puisse être atteinte qu'au prix d'une dépense considérable en tubes et en appareillage. Un compromis raisonnable consiste à admettre un taux de distorsion de l'ordre de 2,5 %. Cela pose donc une condition supplémentaire : à n'importe quel niveau de modulation jusque 100 %, la distorsion, quelle que soit la

fréquence ou combinaison de fréquences transmise, ne devra pas dépasser 2,5 %. Cela représente un niveau qui passe ordinairement inaperçu, mais qu'il ne faudrait pas dépasser de beaucoup pour produire un effet nettement désagréable.

Bruits parasites.

Idéalement, un émetteur ne devrait pas ajouter au signal de bruits tels que ronflements provenant du chauffage des tubes en courant alternatif, etc. Un excès de précautions en ce sens impose vite des dépenses et des complications indésirables. Mais les bruits et ronflements parvenant aux récepteurs le sont aussi. Quel est le niveau de bruit à atteindre sans une complication exagérée? On sait que l'oreille humaine est plus sensible à certaines fréquences qu'à d'autres, et on peut en tenir compte dans cette détermination. Pour simplifier la question, on dira que pour un taux de modulation inférieur à 100 %, les bruits devront être maintenus à un niveau d'au moins 60 dB en dessous du signal (soit un rapport de 1000 en tension). Soit donc une spécification de plus : les bruits parasites provenant de l'émetteur seront au moins à 60 dB en dessous du niveau de pleine modulation.

Système de modulation.

Faudra-t-il employer pour cet émetteur une modulation à bas niveau ou à niveau élevé? Emploiera-t-on un amplificateur du type Chiriex, du type Doherty, ou un étage modulé par la grille? Ou fera-t-on appel à un modulateur classe B avec un amplificateur H. F. classe C à niveau élevé? La décision dépend surtout de la puissance de sortie exigée, qui est de 10 kW dans le cas présent. L'étude des prix a montré que le dernier type était préférable. Ce qui pose une spécification supplémentaire : l'émetteur fera usage d'un amplificateur à basse fréquence fonctionnant en classe B et modulant un étage haute fréquence de sortie en classe C.

Fréquence porteuse.

Pour quelle fréquence d'onde porteuse l'émetteur devra-t-il être établi? Du fait que la radiodiffusion s'effectue dans la gamme de 540 à 1620 kHz, il serait utile qu'un seul type d'émetteur puisse fonctionner sur n'importe quel canal compris dans cette gamme. C'est réalisable sans complications prohibitives. Nous nous fixerons donc encore ceci : l'émetteur devra être capable de répondre à toutes les exigences fixées, étant accordé sur n'importe quel canal compris entre 540 et 1620 kHz.

Stabilité de la fréquence porteuse.

Les règlements exigent qu'en radiodiffusion la fréquence de la porteuse ne dévie à aucun moment de plus de 20 Hz de part et d'autre de la fréquence assignée. La raison de cette exigence est de confiner à des fréquences très basses et par suite peu audibles les battements susceptibles de se produire entre les porteuses de deux émetteurs occupant le même canal. Deux points sont à considérer quand on examine cette question d'inexactitude de la fréquence porteuse. D'abord, il y a l'ajustement initial de cette fréquence. Ce point est important, parce que si l'erreur de départ est par exemple de 15 Hz, il suffira d'un glissement de 5 Hz dans le même sens pour atteindre la limite. Ensuite, il faut considérer le glissement causé par une compensation

insuffisante des variations de température, de tension, etc., se répercutant sur la précision des circuits déterminant la fréquence d'accord. Cette dérive varie avec le temps.

Les oscillateurs modernes pilotés par quartz sont capables de conserver durant de longs laps de temps leur fréquence d'accord avec une stabilité de l'ordre du millionième, et de petits condensateurs ajustables peuvent être employés pour ajuster à la valeur requise la fréquence d'oscillation du cristal de manière très précise. De la sorte, il n'est pas difficile de se conformer au règlement des 20 Hz. On pourrait même réduire cette tolérance à 5 Hz, et l'adopter comme spécification. Il suffit de tailler un quartz peu coûteux pour la fréquence assignée. Ce quartz, inséré dans le montage du maître-oscillateur, est instantanément interchangeable au moyen d'une monture à broches.

Type du circuit de sortie.

L'émetteur doit être couplé à une charge. Il est important de savoir si celle-ci doit être du type symétrique (comportant de part et d'autre des impédances égales par rapport au sol) ou du type asymétrique (avec un côté seulement à la terre). Avec les émetteurs et les lignes de transmission actuels, il est avantageux, du point de vue de l'adaptation des impédances et de l'élimination des rayonnements indésirables, d'employer des circuits reliés à la terre. Ces dispositifs sont coûteux, de sorte qu'il est important de préciser ce point. Si l'on suppose que l'antenne et la ligne de transmission seront de type classique, il est possible de spécifier que le circuit de sortie sera mis à la terre. L'expérience a démontré que c'était là un facteur souhaitable.

Impédance de sortie.

On a spécifié l'emploi d'une sortie asymétrique. Mais quelle en sera l'impédance? C'est encore là un point important, car les éléments des circuits de sortie sont coûteux, et doivent accomplir correctement leur fonction. Le bon rendement de la station dépend de l'adaptation correcte de l'émetteur à sa charge.

Tout ce que l'on peut réunir comme données concernant les antennes et les lignes de transmission montre que si l'impédance de sortie peut être ajustée dans une gamme de 40 à 250 Ω environ, l'émetteur possédera de ce côté les caractéristiques requises.

Variations du niveau de la porteuse.

Idéalement, la porteuse d'un émetteur modulé en amplitude a une puissance *moyenne* invariable. Mais les imperfections de régulation de tension, provenant principalement des dispositifs d'alimentation, peuvent être cause que, dans les pointes de modulation, la puissance moyenne diminue. Cela peut suffire à introduire une distorsion, en imposant à la modulation une limitation anormale. Il en résulte qu'il faut imposer à ce défaut une limite pour éviter une modulation non linéaire. L'expérience montre qu'un taux de 5 % est raisonnable, d'où l'addition d'une nouvelle spécification : que la variation du niveau moyen de la porteuse ne dépasse pas 5 % entre 0 et 100 % de profondeur de modulation.

Puissance d'émission.

Il faut, évidemment, spécifier la puissance de la porteuse d'un émetteur. Dans le cas présent, elle est fixée à 10 kW.

Température ambiante maximum.

Dans un émetteur de radio, toute la puissance électrique consommée n'est pas utilisée; une partie en est dissipée sous forme de chaleur. Si la ventilation du local est insuffisante, la température excessive pourra causer des défaillances de certains éléments dont la température de fonctionnement normal aura été dépassée. Il faut donc imposer une limite assurant un fonctionnement sans aléas. L'expérience montre que cette limite est de l'ordre de 45° C.

Alimentation.

L'émetteur doit emprunter la puissance électrique à un réseau public ou à quelque autre source, pour faire fonctionner ses redresseurs, chauffer ses cathodes, faire tourner ses ventilateurs, etc. Ce réseau doit-il être monophasé ou triphasé? Quelle doit être la tension de la ligne? Si la tension disponible n'est pas celle pour laquelle sont construits les transformateurs de modèles courants, il faudra faire usage d'un coûteux convertisseur, modifier à grands frais la construction de l'émetteur, ou prévoir une sous-station spéciale.

Pour un émetteur de 10 kW, il est avantageux que l'alimentation se fasse en triphasé. D'autre part, il est économique de ne pas devoir employer des commutateurs, des disjoncteurs et des câbles destinés à une tension élevée. Par suite, on préférera faire appel à une source triphasée à basse tension de type commercial courant. Il sera donc spécifié que l'émetteur sera alimenté sur réseau triphasé de 208/230 V, 50 Hz.

Puissance consommée.

Des appareils de mesure, de commutation et de protection seront placés au point d'arrivée des lignes dans les bâtiments. Pour quelle puissance doivent-ils être établis? Il ne servirait à rien d'installer un appareillage capable de contrôler une puissance de 5000 kW si la consommation réelle est de 25 kW, et de plus cela causerait une dépense inutile. Il faut prévoir un disjoncteur capable de couper sans défaillance en cas de court-circuit complet de la ligne générale. Cet appareil sera beaucoup moins volumineux dans le cas d'une alimentation à basse tension. Avant toute installation, il faut évaluer la consommation totale approximative de manière que la ligne soit en rapport avec l'émetteur. Un émetteur de 10 kW du type proposé a une consommation variable à cause du modulateur classe B. On peut calculer qu'en l'absence de modulation, cette consommation sera de 20 kW, s'élèvera à 23 kW dans le cas de modulation moyenne, et à 33 kW dans les pointes de quelque durée, avec un facteur de puissance de 85 %. Mais ce n'est pas encore suffisant comme donnée. La charge primaire varie avec la modulation. Si la tension varie en même temps, l'émetteur ne recevra pas toute l'énergie nécessaire à son bon fonctionnement, et il en résultera une distorsion dans les pointes de modulation, par suite de la variation de la puissance moyenne de la porteuse. Il faudra donc spécifier que la tension de la ligne ne devra pas varier de plus de 5 % par suite de régulation insuffisante.

Mais la consommation d'une station d'émission ne provient pas entièrement de l'émetteur proprement dit. Il faut tenir compte des installations auxiliaires, de l'éclairage, du balisage des pylônes, de la régie du son, des appareils de contrôle, etc. Tous ces facteurs conduisent à une estimation portée à un maximum de 50 kW. Il est donc maintenant possible de spécifier que la ligne devra être capable de débiter ces 50 kW avec une variation de tension ne dépassant pas 5 %. Ce renseignement intéresse la compagnie de distribution aussi bien que ceux qui auront à établir l'appareillage de mesure, de commutation et de protection.

Autres spécifications.

Beaucoup d'autres spécifications entrent en ligne de compte. Il ne faut pas oublier que les dimensions des appareils doivent être compatibles avec celles des portes, des couloirs d'accès, que leur poids intéresse l'architecte qui doit calculer la résistance des planchers, qu'il est nécessaire d'énumérer les types des lampes en fonctionnement et en réserve pour le dépannage. Mais les spécifications techniques ci-dessus sont suffisantes pour la présente étude.

Oscillateurs pilotés par quartz.

Comme il a été expliqué dans les chapitres précédents, le nombre des demandes d'attributions de canaux a forcé les organismes internationaux à réglementer la radiodiffusion, en imposant notamment des tolérances étroites quant à la largeur de bande passante et à la dérive de fréquence par rapport à la fréquence assignée. Quand la fréquence de la porteuse d'un émetteur vient à glisser, en effet, les bandes latérales suivent la même variation; de sorte que même si la porteuse ne sort pas du canal imposé, l'empiétement des bandes latérales perturbe les émissions voisines. D'autre part, quand on capte la porteuse d'un émetteur plus éloigné occupant le même canal, un battement se produit si les deux porteuses n'ont pas exactement la même fréquence. Si l'écart n'est que de quelques périodes, ni l'amplificateur B. F. ni le haut-parleur ne sont capables de transmettre la fréquence de battement, et elle est trop basse pour que de toute façon l'oreille la perçoive. Mais si l'écart atteint 500 ou 1000 Hz, cette fréquence sera très bien amplifiée et perçue, ce qui causera un brouillage très gênant. C'est pourquoi la dérive maximum (ou l'inexactitude d'accord par rapport à la fréquence assignée) est limitée à 20 Hz, de sorte que deux stations désaccordées en sens inverses peuvent produire tout au plus une fréquence de battement de fréquence double, soit 40 Hz.

Sur les fréquences les plus élevées de la gamme « petites ondes », soit aux environs de 1600 kHz, une telle tolérance limite la dérive relative à 0,0013 %. Or, elle est non seulement accessible, mais on a pu dès le début l'imposer en toute sécurité, par suite de l'emploi d'oscillateurs pilotes stabilisés par quartz. D'ailleurs, pratiquement tout le trafic radio-électrique est soumis à des tolérances du même ordre, dans différents domaines de la technique, afin de limiter l'encombrement des bandes d'émission et les brouillages. Comme on l'a dit plus haut, il est même possible d'atteindre une tolérance encore bien plus étroite, de l'ordre de 5 millionièmes et moins, soit 0,0003 % ou 1/250 000. Cette précision est obtenue à un prix abordable pour les émetteurs commerciaux, mais on peut faire beaucoup mieux encore quand on ne regarde pas au prix. On construit des oscillateurs capables de conserver leur fréquence à moins d'un milliardième près par 24 heures, ou un milliardième sur une période de 30 jours. Cela est possible seulement par

suite de l'emploi du quartz, et c'est cet emploi seul qui a permis l'extension actuelle des réseaux d'émetteurs sur toutes les fréquences. D'où l'emploi universel de ces dispositifs.

Oscillateurs simples équipés de tubes à vide.

Un amplificateur peut entrer en oscillation parce qu'on peut renvoyer à l'entrée une portion de l'énergie prélevée à la sortie, la condition d'entretien des oscillations étant une relation de phase correcte. Les pertes et l'énergie prélevée sur l'oscillateur consomment une certaine puissance qui est fournie par la source d'alimentation. Examinons le schéma figure 12-1 *a*. Quand on

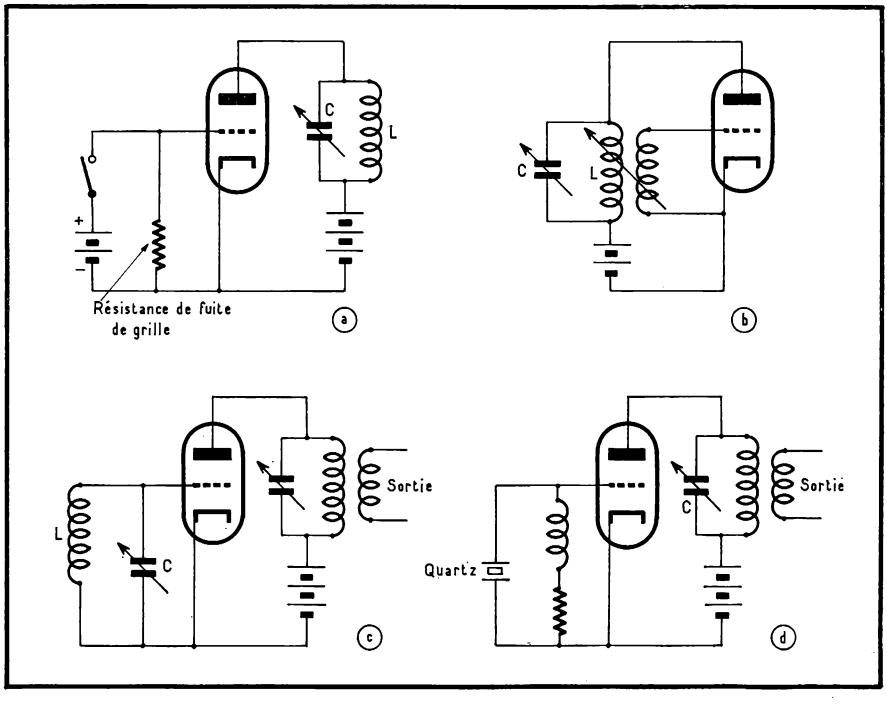


Fig. 12-1. — Oscillateurs à triode. En a, montage de démonstration. En b, oscillateur à bobine d'entretien. En c, oscillateur à circuit de grille et de plaque accordés. En d, oscillateur à cristal.

ferme l'interrupteur placé dans le circuit de grille, le courant de plaque prend brusquement une valeur plus élevée. Cette brusque variation va exciter par choc le circuit résonnant LC. Une tension va se produire aux bornes de L, et un courant oscillant parcourra le circuit. Le courant de plaque, qui était stable avant la fermeture de l'interrupteur, va se stabiliser à une nouvelle valeur. Le champ magnétique de la bobine va produire quelques oscillations, mais celles-ci vont rapidement cesser parce que l'énergie va se dissiper en chaleur dans la résistance du bobinage, sans qu'aucune énergie extérieure vienne en compenser les pertes. Mais supposons qu'avant que ces oscillations cessent, on reporte à la grille de la lampe une partie de leur énergie, selon le schéma 12-1 *b*. L'oscillation appliquée à la grille va être amplifiée, se retrouvera dans le circuit de plaque, une nouvelle portion plus grande sera appliquée à la grille, se retrouvera amplifiée encore dans le

circuit de plaque. De renforcement en renforcement, l'oscillation atteindra en quelques instants un maximum d'amplitude imposé par les caractéristiques du tube à vide. Autrement dit, l'accroissement se poursuivra jusqu'à saturation du tube. Il convient d'insister sur le fait que ce phénomène dépend de la phase de l'énergie renvoyée à la grille : si cette phase est incorrecte, les osciilations du circuit de plaque seront réduites et non amplifiées, et nul entretien ne sera possible.

Pour entretenir des oscillations, il faut donc un couplage en retour, une *réaction*. Ce couplage peut s'effectuer de diverses manières, mais toutes concourent au même effet. Il nous suffira de décrire ici le type le plus courant et le plus intéressant pour nous de ces oscillateurs simples, l'oscillateur à circuits de grille et de plaque accordés (fig. 12-1 *c*). Dans ce montage, le couplage s'accomplit par la capacité grille-plaque de la triode. Si cette capacité est suffisante, comme c'est généralement le cas avec ce type de lampe, nous voyons se dérouler un phénomène très intéressant.

Si le circuit de plaque est accordé sur une fréquence légèrement inférieure à celle du circuit de grille L C, l'énergie sera reportée au circuit de grille en phase correcte, et des oscillations seront entretenues. Si au contraire le circuit de plaque est accordé sur une fréquence plus élevée, les oscillations seront étouffées.

Bien entendu, la fréquence d'oscillation est déterminée par les circuits accordés. Mais ces circuits ont une résistance appréciable par rapport à leur réactance, soit une fraction de quelques millièmes en mettant les choses au mieux (facteur Q de quelques centaines). On peut employer des bobinages et des condensateurs de la meilleure qualité possible, ce rapport de la réactance à la résistance est toujours modeste. Or, malheureusement, plus il est élevé, et moins la fréquence d'oscillation sera modifiée par des facteurs extérieurs. La résistance des bobinages varie avec la température, de même que la capacité des condensateurs d'accord. Aussi bons soient-ils, de tels éléments ne permettent pas les stabilités dont il a été parlé plus haut. La seule solution est l'emploi d'un cristal de quartz. Dans un montage d'oscillateur, un quartz se comporte comme un circuit oscillant extrêmement stable, ayant une réactance très élevée et une résistance très faible.

Cristaux de quartz.

Le quartz se trouve sous forme de cristaux en prismes hexagonaux. Il en existe des variétés colorées comme l'améthyste, le quartz rose, etc., qu'on emploie en bijouterie. Le quartz incolore, ou cristal de roche, peut être taillé en lentilles, en prismes. Il a un point de fusion très élevé, et est très peu attaqué par les substances corrosives. C'est un corps fort abondant dans la nature; mais on ne trouve qu'en quelques endroits, notamment au Brésil, des cristaux de qualité convenable à l'usage qui nous occupe. Ces cristaux varient en dimensions de quelques millimètres à une trentaine de centimètres (fig. 12-2.).

Effet piézo-électrique.

Les cristaux de quartz ont la propriété, dans certaines conditions, de produire des tensions électriques quand on les comprime. Cet effet est d'ailleurs réversible : ils se déforment légèrement quand on leur applique une tension électrique entre deux faces opposées. C'est là ce qu'on nomme l'effet piézo-électrique. On l'a employé à produire des ultra-sons dans l'eau en appliquant une tension alternative aux faces de lames de quartz plates. Cette liaison entre tensions électriques superficielles et forces mécaniques internes

fait que les constantes mécaniques de masse et de rigidité se traduisent par l'équivalent d'un circuit résonnant sur une fréquence et antirésonnant sur une autre. Le Q équivalent de ce circuit électrique peut s'élever à des valeurs de plusieurs milliers, d'où une très grande stabilité de l'oscillation.

Pour les emplois radio-électriques, les cristaux sélectionnés sont sciés en tranches de l'ordre de 6 cm² de surface sur 3 mm d'épaisseur. La fréquence d'oscillation est déterminée par les dimensions et le sens de la section par rapport aux arêtes du cristal primitif. Les lames de quartz sont ensuite amenées progressivement à l'épaisseur précise nécessaire à l'obtention d'une

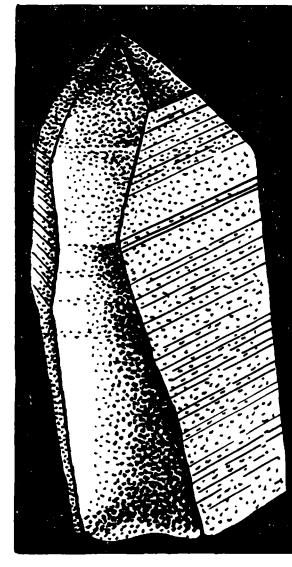


Fig. 12-2. — Prisme de quartz naturel.

fréquence de résonance donnée. Les dernières étapes de la taille exigent l'emploi d'abrasifs très fins, et de fréquents essais dans un montage oscillateur. En effet, il ne faut pas pousser l'opération trop loin, car un cristal trop mince aurait une fréquence trop élevée.

On taille beaucoup de quartz selon un axe situé à 35,5° de l'axe optique du cristal; ces quartz sont ensuite amenés à des dimensions donnant des fréquences d'oscillation pouvant s'étendre de 500 kHz à environ 10 MHz. La fréquence est donnée par la formule :

$$F \text{ (en kHz)} = \frac{1675}{\text{épaisseur (en mm)}}$$

Le montage d'un quartz dans un oscillateur est simple. La figure 12-1 *d* le montre branché dans le circuit de grille d'une triode, où il remplace le circuit accordé du schéma 12-1 *c*. Quand on augmente progressivement la capacité du condensateur C, à partir de sa valeur la plus basse, on trouve un point où le montage entre en oscillation, ce que décèle une diminution du courant de plaque. Si on augmente encore la capacité de C, le courant de plaque diminue encore, les oscillations augmentent d'amplitude, jusqu'à un maximum pour lequel la fréquence de résonance du circuit L C est légèrement inférieure à la fréquence de vibration de la lame de quartz. Au-delà, l'oscillation cesse brusquement, parce que la phase de la tension alternative renvoyée à la grille n'est plus convenable à l'entretien.

Quand on emploie comme lampe oscillatrice une pentode ou une tétrode, la capacité plaque-grille est généralement insuffisante pour renvoyer à la grille l'énergie nécessaire, de sorte qu'il faut l'augmenter au moyen d'un condensateur externe.

La fréquence de vibration d'un quartz n'est pas totalement indépendante de la température, ce qui fait que lorsqu'une grande exactitude est nécessaire, on enferme le cristal dans une enceinte dont la température est maintenue constante au moyen d'un thermostat et d'une résistance de chauffage. Les montages d'oscillateurs font usage de lampes à vide ou de transistors. Comme les variations des tensions d'alimentation affectent légèrement la fréquence d'oscillation, on alimente souvent l'oscillateur au moyen d'une tension stabilisée. Les variations d'accord du circuit de plaque ont également une influence, du fait qu'elles sont communiquées au circuit de grille par la capacité interne. Il est très courant que l'on emploie un circuit accordé de plaque dépourvu de condensateur variable : le bobinage est accordé sur les capacités parasites. On choisit soigneusement tous les éléments des circuits parmi ceux qui ont les coefficients de température les plus faibles, afin de réduire toutes les variations se répercutant sur la fréquence. Celle-ci étant également affectée par la charge du circuit de plaque de l'oscillatrice, il est fréquent qu'on réduise le plus possible le couplage aux autres étages, en interposant un étage spécial servant de tampon.

Pendant le fonctionnement de l'oscillateur, un courant de grille circule dans le bobinage d'arrêt et la résistance de fuite de grille. Une tension à haute fréquence existe aux bornes du cristal, et un certain courant le traverse. Si cette tension est trop élevée (et par conséquent le courant à haute fréquence résultant trop intense), il y a risque de « claquer » le cristal. C'est pourquoi la puissance d'un oscillateur à quartz est toujours limitée à quelques watts dans le cas d'une triode, et de toutes façons dépasse rarement 5 W.

Les oscillateurs équipés de tétrodes ou pentodes imposent moins de fatigue au cristal, et par suite on peut en tirer un peu plus de puissance de sortie. C'est pourquoi ces tubes sont d'emploi plus fréquent. La figure 12-3 représente un tel montage. Le cristal se trouve dans le circuit de grille. Il est shunté par une résistance de 150 000 Ω procurant à la lampe une polarisation par courant de grille. Par mesure de sécurité, une polarisation de protection est assurée par une résistance de cathode découplée par un condensateur (R_1 C_1) au cas où l'oscillation viendrait à s'arrêter. Le circuit de plaque comporte un bobinage L. Ce bobinage est muni de prises permettant d'en faire varier l'inductance, afin d'obtenir l'accord du circuit de plaque sans condensateur variable, comme il a été expliqué plus haut. On voit aussi le condensateur placé entre plaque et grille pour augmenter la capacité interne de la tétrode. Un petit condensateur ajustable est placé en parallèle sur le cristal pour obtenir le réglage fin de la fréquence porteuse. Un autre condensateur (fixe) est en série avec le quartz afin de l'isoler de la tension continue développée aux bornes de la résistance de grille. En série dans la connexion de sortie du circuit de plaque est insérée une résistance de 12 Ω destinée à amortir des oscillations parasites.

Un oscillateur équipé d'une pentode ne différerait de ce schéma que par l'addition d'une grille suppresseuse reliée à la cathode.

En général, le petit châssis portant la lampe oscillatrice, le cristal dans son boîtier contenant le thermostat et la résistance de chauffage, le bobinage de plaque et les accessoires, est enfermé dans un blindage dont dépassent seuls le boîtier du quartz et le sommet de la lampe, afin qu'on puisse les changer facilement.

Différents types de taille des cristaux sont employés selon les fréquences de fonctionnement. La taille dite AT a des avantages particuliers sur une gamme s'étendant de 325 à 3000 kHz. Elle est donc d'usage fréquent sur les

émetteurs de radiodiffusion. La taille dite BT est avantageuse pour des fréquences de 1,8 à 8,5 MHz. Dans ce cas, le quartz est monté entre des électrodes dont l'écartement peut varier légèrement, de manière à ajuster la fréquence avec une marge de plus ou moins 0,03 à 0,04 %. La taille CT et la taille DT sont employées pour des fréquences de 70 à 350 kHz. Il existe d'autres tailles, en particulier pour les émetteurs de télévision, où l'on a recours à une multiplication de la fréquence d'oscillation du cristal pour obtenir celle de la porteuse. Les fréquences les plus élevées qu'on puisse obtenir directement

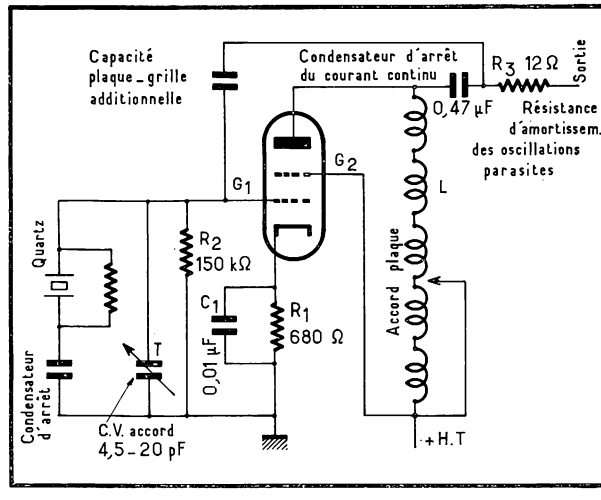


Fig. 12-3. — Oscillateur à tétrode piloté par quartz.

d'un cristal sont en effet insuffisantes pour certains emplois : le maximum, pour la fréquence de résonance naturelle, est de l'ordre de 16 MHz. Mais moyennant une fabrication particulière, on obtient des cristaux répondant aux harmoniques 3, 5, 7, 9 de la fondamentale. Il y a peu d'emplois au-dessus de l'harmonique 3.

Etage tampon.

Comme on l'a dit, pour rendre l'oscillateur aussi indépendant que possible des influences extérieures susceptibles de réagir sur la stabilité de la fréquence, on prend toutes sortes de précautions pour le protéger contre la répercussion de l'accord des autres circuits, l'échauffement, les champs électromagnétiques ou électrostatiques, etc. En particulier, on évite un couplage direct à l'amplificateur de puissance et un prélèvement excessif d'énergie sur l'oscillateur, en faisant usage d'un étage tampon. Cet étage n'est pas seulement un étage amplificateur, c'est avant tout un étage de séparation, destiné à isoler l'oscillateur.

Du fait de la faible capacité plaque-grille des tétrodes et pentodes, dont résulte une influence très minime du circuit de sortie sur le circuit d'entrée, c'est généralement à une lampe de l'un ou l'autre type qu'on fait appel, plutôt qu'à une triode, qui nécessite un neutrodynage pour leur être comparable. En outre, les tétrodes et pentodes sont préférables pour d'autres motifs, notamment parce que leur capacité d'entrée est plus faible et qu'elles procurent une plus grande amplification.

L'étage tampon est particulièrement utile lorsqu'il s'agit de coupler l'oscillateur à un étage modulé, à cause des fortes variations de tension et de débit qui ont lieu dans un tel étage du fait de la modulation.

Dans les gros émetteurs, il est d'usage de prévoir un second oscillateur complet, non seulement comme élément de rechange, mais pour disposer constamment d'un étalon de fréquence de comparaison. Il fut un temps où les émetteurs étaient souvent équipés d'éléments de rechange comprenant non seulement l'oscillateur, mais un ou deux étages tampons. Mais les récents progrès de la taille des cristaux et les modèles de lampes améliorés et plus variés ont fait abandonner cette pratique en faveur du seul oscillateur de rechange.

La figure 12-4 est le schéma d'un étage tampon, équipé de deux tétrodes en parallèle afin d'obtenir la puissance de sortie désirée. Les résistances marquées R_1, de 47 Ω, sont destinées à empêcher la production d'oscillations parasites. Les résistances marquées R_3, de même valeur, ainsi que les petits bobinages qu'elles shuntent, ont la même fonction. L'ampèremètre A_c sert à mesurer l'intensité du courant cathodique (somme des courants de plaque et d'écran) des deux tétrodes. Cette intensité est un des facteurs dont la connaissance est utile aux réglages d'accord et au contrôle du bon fonctionnement de l'étage. Il est commode de placer l'ampèremètre dans la connexion de cathode, parce que de la sorte il se trouve au potentiel de masse, tandis que s'il était dans la connexion de plaque, laquelle est sous tension élevée, des précautions d'isolement seraient nécessaires. L'ampèremètre A_g permet de mesurer le courant de grille, et assure une fonction analogue. La résistance R_4 évite de court-circuiter le circuit de grille. Les condensateurs placés aux bornes des ampèremètres, qui sont destinés à la mesure de courants continus, empêchent les courants à haute fréquence de les traverser. Le bobinage L_1 est à haute impédance.

Etage d'attaque.

Les exigences propres aux oscillateurs à cristal et aux étages tampons ont été exposées dans l'ordre où ces étages se présentent dans la partie haute fréquence d'un émetteur. L'étage (ou les étages) qui viennent ensuite, et qui précèdent l'étage de puissance auquel on applique la modulation, sont les étages d'amplification intermédiaire et l'étage d'attaque. Ce sont des étages d'amplification directe, qui peuvent être équipés de triodes, de tétrodes ou de pentodes selon les préférences des constructeurs et la disponibilité de modèles convenant à la puissance et à la fréquence de fonctionnement de l'émetteur.

Le choix d'un tube amplificateur nécessite l'examen attentif des tensions de grille et de plaque d'un certain nombre de modèles, afin d'avoir à employer le minimum de redresseurs d'alimentation. Quand on rencontre un modèle dont les caractéristiques peuvent convenir et qui demande les mêmes tensions d'alimentation que les étages voisins, on le choisira de préférence à des modèles ayant des exigences différentes, causes de complications. Il faut de plus, pour opérer ce choix, connaître la puissance à haute fréquence disponible pour l'attaque convenable de l'étage. Si le tube est trop faible, il sera saturé pour une tension d'attaque inférieure à celle que sa fonction implique. De la puissance sera perdue à l'entrée, et on n'en obtiendra pas assez à la sortie. S'il est trop puissant, la puissance d'attaque disponible sera insuffisante pour lui, et ne permettra pas d'en tirer toutes ses possibilités normales. Il existe en outre des limitations de fréquence. Un modèle destiné à la radiodiffusion peut avoir des dimensions et d'autres différences de caractéristiques qui en interdisent l'emploi aux fréquences nécessaires aux radars, à la télévision, etc. Les tubes de grosse puissance voient leur rendement diminuer à mesure que la fréquence augmente, et il se trouve un point où un rendement pratiquement nul en interdit l'emploi.

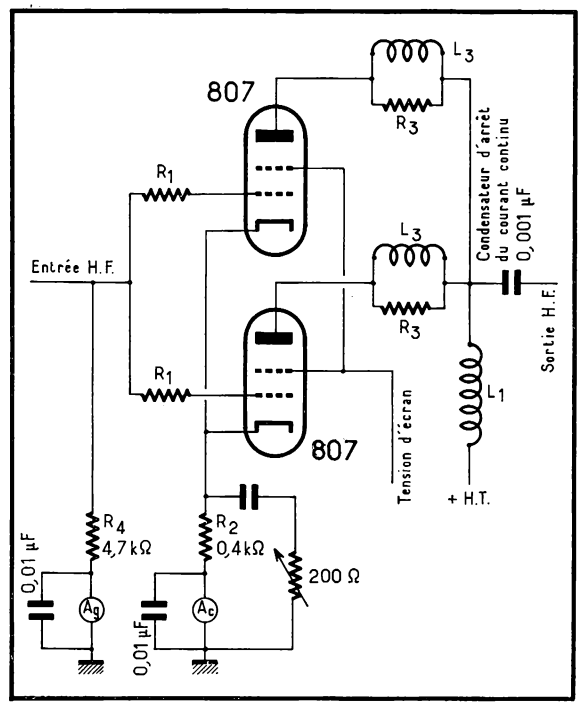


Fig. 12-4. — Etage tampon (Buffer) équipé de deux tétrodes 807 en parallèle.

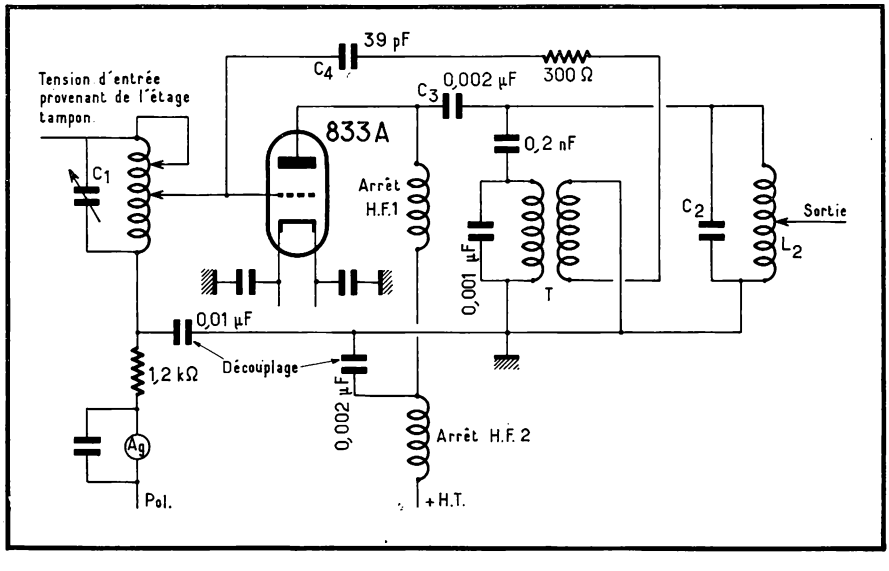


Fig. 12-5 (ci - dessous). — Etage d'attaque (Driver) H. F.

La figure 12-5 est le schéma typique d'un étage d'attaque capable de fournir l'excitation de grille nécessaire à un étage de sortie modulé d'émetteur de radiodiffusion. L_1 et C_1 constituent le circuit accordé d'entrée. L'ajustage de la puissance d'attaque de grille s'effectue en accordant le circuit à la résonance et en déplaçant la prise de grille sur le bobinage. Du fait qu'un

côté du bobinage est au potentiel de masse (du point de vue de la tension à haute fréquence) et que l'autre extrémité est à la tension maximum, la valeur de l'excitation de grille croît quand on déplace la prise vers cette dernière.

La bobine d'arrêt 1 permet le passage du courant continu de plaque, mais empêche celui du courant à haute fréquence. La bobine d'arrêt 2 accomplit le rôle de découplage défini dans le chapitre XI : elle élimine la haute fréquence résiduelle susceptible de circuler dans les connexions d'alimentation, et cette résiduelle est mise à la masse par le condensateur associé. T est un transformateur à haute fréquence destiné à l'obtention d'une tension de phase et de valeur convenables à la neutralisation de l'étage. Le sens de branchement des bobinages indiqué sur la figure produit le déphasage de 180° requis pour cette fonction. L'inversion du secondaire provoquerait des oscillations au lieu de les empêcher. L'excitation de grille de l'étage amplificateur suivant est obtenue en accordant le circuit de sortie $L_2 C_2$ à la résonance, et en choisissant la position de la prise sur la bobine, comme il a été expliqué plus haut. C_3 empêche la tension de plaque d'être court-circuitée à la masse à travers le bobinage L_2, de même que C_4 empêche la tension de grille d'être mise à la masse à travers le secondaire de T.

Un étage d'attaque diffère d'un étage d'amplification ordinaire principalement par suite du fait qu'à tout moment il doit fournir, à la grille de l'étage de puissance modulé, une puissance convenable; et cette fonction implique souvent la condition particulière d'une bonne régulation de tension, en dépit de fortes variations de charge. Néanmoins, l'attaque d'un étage de puissance modulé par la plaque travaillant en classe C est plus facile que celle des amplificateurs modulés par la grille. Dans ce dernier cas, il arrive, dans certains émetteurs, que de la puissance soit dissipée dans des résistances d'absorption, en pure perte du point de vue du rendement énergétique; mais c'est là le prix qu'on paie pour améliorer la régulation de tension. Par exemple, si un amplificateur modulé par la grille requiert une puissance d'attaque de grille en haute fréquence variant largement jusqu'à un maximum de 1000 W, un étage d'attaque de 1000 W seulement n'est ordinairement pas capable de lui fournir une tension constante. Mais si un étage d'attaque de 5000 W débite 4000 W dans une résistance aux bornes de laquelle la grille de l'étage de puissance est branchée, la variation de la puissance prélevée par cette grille jusqu'à 1000 W n'est qu'une fraction minime de la puissance totale de 5000 W débitée par l'étage d'attaque, et il en résulte une tension beaucoup plus constante. Les exigences d'un étage d'attaque sont les mêmes que celles d'un amplificateur intermédiaire, mais il doit en outre constituer un générateur de puissance à tension constante dans des conditions de charge variables.

Etages de puissance H. F. modulés en amplitude.

La figure 12-6 donne le schéma d'un étage de puissance H. F. en classe C et de son modulateur classe B. L'étage H. F. est équipé de trois triodes branchées en parallèle. En série dans la connexion des grilles, on trouve le bobinage shunté et la résistance d'amortissement d'oscillations parasites. Le neutrodynage de l'étage s'effectue en renvoyant à l'entrée une tension H. F. prélevée sur le circuit de plaque. Le circuit de neutrodynage comprend un condensateur ajustable et un transformateur inverseur de phase. L'étage en classe C, à part ce transformateur, est de type classique et conforme aux descriptions données dans le chapitre XI. Le circuit de plaque, auquel est prélevée la puissance de sortie, est établi de manière à réduire le rayonnement harmonique. Il comprend un circuit accordé LC et un filtre.

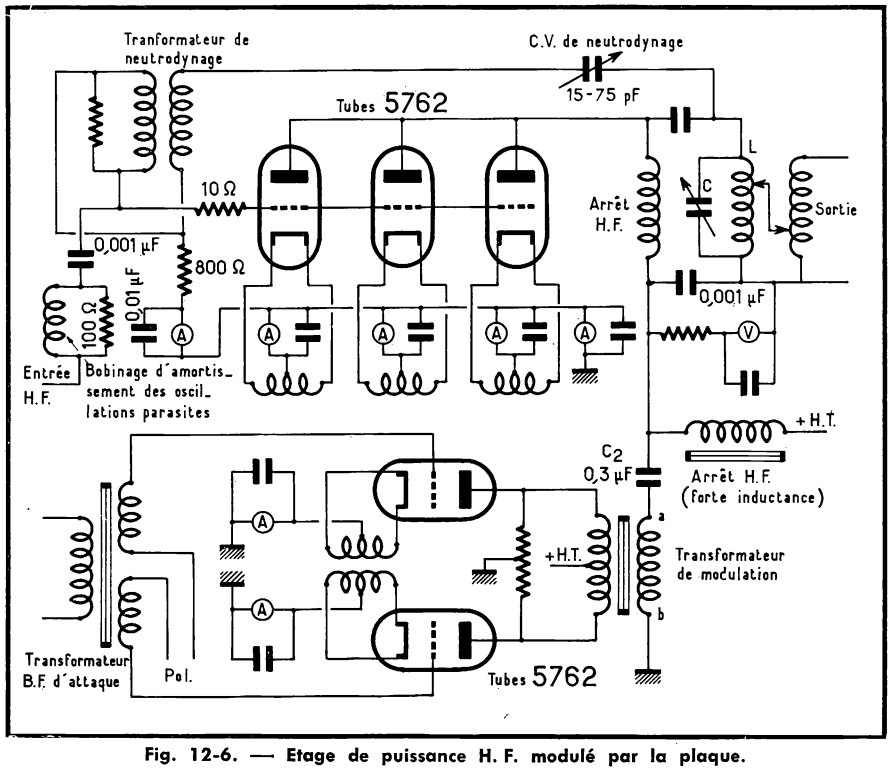


Fig. 12-6. — Etage de puissance H. F. modulé par la plaque.

L'alimentation de plaque en courant continu s'effectue à travers une inductance d'arrêt H. F. et une forte inductance à fer servant de bobine d'arrêt B. F. Ce circuit est isolé, en courant continu, du secondaire du transformateur de sortie du modulateur, par le condensateur C_2 de 0,3 µF. La modulation s'effectue par variation de la tension de plaque de l'étage H. F. La puissance B. F. du modulateur apparaît aux bornes *a* et *b* du transformateur de sortie. Le condensateur C_2, de capacité suffisante pour permettre le passage de la puissance B. F., interdit celui du courant continu. L'inductance d'arrêt B. F. permet le passage du courant continu d'alimentation, mais non celui des courants à basse fréquence. Une tension à basse fréquence se développe à ses bornes, et cette tension se trouve branchée en série avec celle de la source continue d'alimentation. Pendant les alternances positives du signal B. F., cette tension s'ajoute à celle de la source, et pendant les alternances négatives elle s'en retranche. A pleine modulation, les deux tensions sont égales, ce dont il résulte que la tension de plaque de l'étage H. F. se trouve doublée. Quand la tension est doublée, le courant de plaque double, lui aussi, de sorte que pendant les crêtes de modulation, la puissance de sortie H. F. est quadruplée. Durant les alternances négatives, les deux tensions (continue et B. F.) étant égales et opposées, la tension de plaque effective de l'étage H. F. s'annule, de même que la puissance de sortie. Il résulte de ce processus que pendant les crêtes de modulation, la puissance de sortie H. F. oscille entre zéro et quatre fois la puissance de la porteuse. La figure 12-7 donne un schéma équivalent simplifié par l'omission de tous les éléments non essentiels. Par le branchement direct en série du secondaire du transformateur (montage possible sur un émetteur de petite puissance) on voit

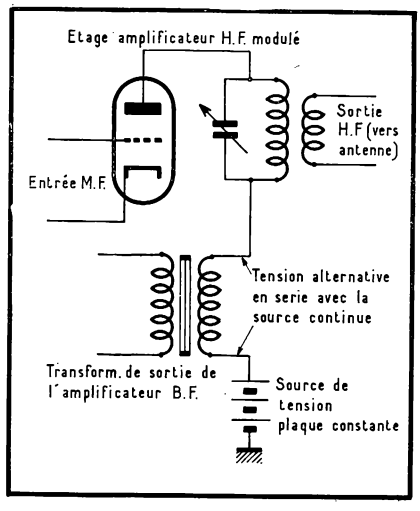


Fig. 12-7. — Modulation plaque (montage simplifié).

que les tensions B. F. sont en série avec la tension continue de la batterie, à laquelle elles s'ajoutent ou se retranchent, selon qu'elles sont de phase positive ou négative.

Il existe de nombreuses méthodes pour réaliser une modulation en amplitude, mais toutes tombent dans les deux classifications générales de *modulation par la grille* ou de *modulation par la plaque*. La modulation plaque des amplificateurs H. F. peut avoir un rendement s'élevant jusque 80 %. Du fait que la modulation par la grille ne permet aux amplificateurs qu'une fraction de ce rendement, on préfère moduler par la plaque lorsque aucune raison particulière ne s'y oppose — ce dernier cas étant celui des émetteurs de télévision.

La figure 12-8 montre les rapports qui lient, dans un étage modulé par la plaque, l'onde de modulation, la tension de plaque et l'enveloppe de la porteuse. En 12-8 *a* on trouve, à partir de la gauche (point zéro), un temps pendant lequel aucune modulation n'est appliquée à l'étage. Dans ce cas, la tension de plaque de l'étage H. F. est de 5000 V (fig. 12-8 *b*) et il en résulte la porteuse non modulée que l'on voit en *c*.

Au point 1 apparaît une onde de modulation à 1000 Hz. Au point 2, cette onde passe par un maximum positif. Il en résulte, pour une modulation à 100 %, que la tension de plaque est doublée, comme on le voit en *b*, de même que la tension de la porteuse, représentée en *c*. Cette augmentation de tension de 5000 à 10 000 V est due à l'addition de 5000 V de tension B. F. à 5000 V de tension continue d'alimentation. Au point 3, la tension de modulation passe par zéro et va augmenter en sens inverse. A ce moment, aucune tension ne s'ajoute à celle de la source, ce qui fait que la porteuse reprend le niveau qu'elle avait en l'absence de modulation.

En 4, l'onde B. F. passe cette fois par un maximum négatif. Sa tension de 5000 V étant en opposition avec celle de la source continue, ces deux tensions s'annulent comme le montre la figure 12-8 *b* au point correspondant. En l'absence de tension de plaque, la puissance délivrée par l'amplificateur H. F. tombe momentanément à zéro (graphique *c*). Le cycle se répète alors jusqu'en 7, où la modulation est supprimée.

Pour une modulation à 100 %, la tension de plaque varie donc de zéro au double de sa valeur en l'absence de modulation. Du fait que, quand la tension double, le courant de plaque double aussi, la puissance est momentanément quadruplée; un amplificateur H. F. modulé par la plaque doit donc

être capable de débiter une puissance de pointe quadruple de celle qu'il débite sans modulation. En outre, pour pouvoir obtenir cette puissance, la tension d'attaque de grille doit être suffisante pour amener le courant de plaque à sa valeur de pointe.

Neutrodynage des amplificateurs H. F.

L'un des stades les plus importants du réglage d'un émetteur est l'accord et le neutrodynage des étages d'amplification H. F. Il a été expliqué plus haut que la capacité grille-plaque d'une triode permet à un courant à haute fréquence de revenir de la plaque à la grille, causant ainsi l'entrée en

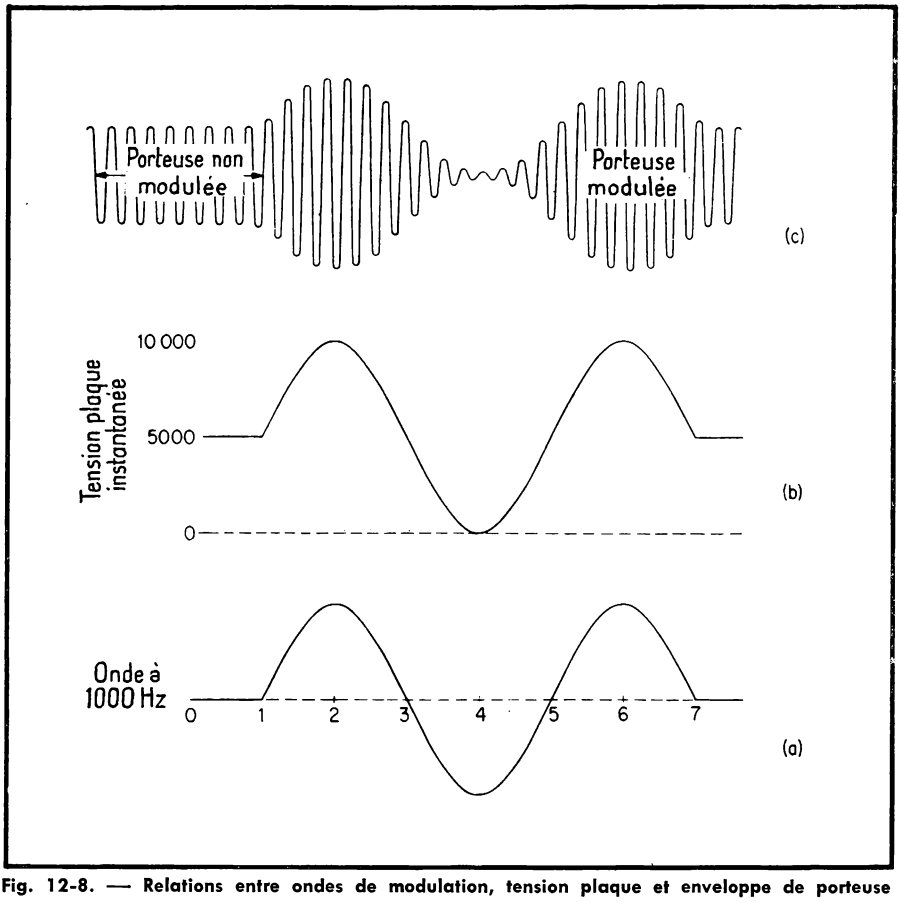


Fig. 12-8. — Relations entre ondes de modulation, tension plaque et enveloppe de porteuse dans la modulation plaque.

oscillation de l'étage. La neutralisation (ou neutrodynage), on le sait aussi, consiste à amener à la grille, par un circuit établi à cette fin, un courant égal au courant indésirable, mais de phase opposée, de manière à le *neutraliser,* à l'annuler par opposition — ou du moins à l'amener à une valeur insignifiante.

Dans un amplificateur ordinaire, c'est-à-dire non symétrique, le problème est de se procurer cette tension déphasée de 180° qui est nécessaire au neutrodynage. Dans les amplificateurs des figures 12-5 et 12-6, on a fait appel

à des transformateurs. On peut aussi, en série avec le condensateur, brancher un bobinage. Le bobinage ou le transformateur seuls procureraient le déphasage nécessaire, mais le condensateur isole le circuit de grille de la tension de plaque et permet, par son ajustage, de doser la quantité d'énergie convenable.

La figure 12-9 représente un circuit de neutrodynage réduit à sa plus simple expression. Son réglage s'accomplit comme suit :

1° On branche un oscilloscope cathodique au circuit accordé de sortie de l'étage afin d'avoir l'indication de la tension H. F. qui y apparaît. Ce branchement se fait par l'intermédiaire d'un condensateur d'environ 10 $\mu\mu$F, d'isolement suffisant pour protéger l'opérateur et l'appareil du contact de la haute tension de plaque.

2° On applique à l'étage une faible tension de plaque. Cette tension doit être assez basse pour protéger les éléments de l'étage contre les inconvénients d'un réglage incorrect ou d'une entrée en oscillation.

3° On applique à la grille la tension H. F. d'attaque, et on accorde le circuit de plaque pour obtenir la tension H. F. de sortie maximum.

4° On ajuste le condensateur de neutrodynage pour un *minimum* de tension de sortie. Une partie de cette tension est produite par le passage direct d'énergie à travers la capacité grille-plaque. Appliquer à travers le circuit de neutrodynage une tension égale et de phase opposée à celle qui en résulte doit donc *réduire* la tension de sortie. La lecture minimum indique que le neutrodynage est correct. Cette indication peut même être obtenue sans tension de plaque si on le désire.

5° On fignole le travail par de petites retouches de l'accord du circuit de plaque et du condensateur de neutrodynage, jusqu'à obtenir l'indépendance des deux commandes — le réglage pour lequel aucune des deux ne réagit sur l'autre.

6° La vérification du réglage correct se fait en observant le courant de plaque de l'étage précédent, pendant qu'on fait varier largement l'accord du circuit de sortie de l'étage qu'on vient de régler. Un bon neutrodynage isolant l'un de l'autre les deux circuits de plaque, la réaction produite doit être très minime.

Quand le réglage est terminé, on branche l'amplificateur à sa charge. Si celle-ci est suffisamment exempte de composantes réactives, le réglage d'accord optimum du circuit de sortie changera peu lorsqu'on aura trouvé la valeur de charge correcte.

Dans les amplificateurs symétriques (push-pull), on trouve sur la plaque d'une des lampes la tension de phase convenant au neutrodynage de l'autre. On pratique alors très simplement le neutrodynage croisé, consistant à brancher un condensateur ajustable entre la grille de chaque lampe et la plaque de l'autre. Aucun transformateur ou bobinage auxiliaire n'est alors nécessaire.

Régulation des alimentations.

Les divers systèmes de modulation ont été décrits dans les chapitres XI et XII. Leur bon fonctionnement dépend des sources qui alimentent les appareils. Par exemple, on doit tenir pour acquis qu'une tension de polarisation déterminée conserve toujours une valeur constante. S'il n'en est pas ainsi, le fonctionnement de l'étage en sera affecté. S'il s'agit d'une variation minime, il en résultera peu de mal; mais si c'est une fluctuation qui suit le rythme de la modulation et qui en dépend, il en résultera une perturbation. Si par exemple la polarisation augmente, le courant de plaque est réduit à un moment où il ne devrait pas l'être, ce qui cause une amplification non linéaire et par conséquent une distorsion.

Contre-réaction dans les émetteurs.

Dans le chapitre VII, on a expliqué comment l'application de la contre-réaction réduit la distorsion et améliore la courbe de réponse des amplificateurs. On a dit en particulier que si de nouvelles fréquences apparaissent à la sortie d'un amplificateur, alors qu'elles ne se trouvaient pas dans le signal d'entrée, une fraction de la tension de sortie pouvait être renvoyée à l'entrée en phase opposée afin d'annuler la tension indésirable. Du fait qu'une fraction du signal utile est également renvoyée à l'entrée, et que le signal subit pour cette raison une réduction d'amplitude, il faut augmenter le gain de l'amplificateur afin de compenser cette perte. La contre-réaction contribue aussi à réduire les bruits introduits dans le signal utile par le fonctionnement de l'amplificateur, le courant alternatif de chauffage des filaments, le ronflement résiduel des redresseurs d'alimentation, etc.

La contre-réaction est également appliquée aux émetteurs de radiodiffusion. Si une fraction minime de la puissance de sortie de l'émetteur est détectée, on peut, en considérant l'émetteur comme un amplificateur, s'en

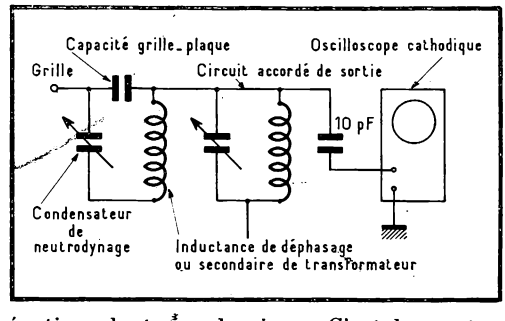


Fig. 12-9. — Eléments principaux du dispositif de neutralisation de la figure 12-8, en cours de réglage.

servir pour réaliser une contre-réaction de type classique. C'est la contre-réaction globale. Dans les émetteurs modulés en puissance par un amplificateur classe B, une contre-réaction peut utilement être appliquée au modulateur, en prélevant la tension à la sortie et en la renvoyant à l'entrée. On trouve un exemple de cette manière de procéder dans la figure 12-10. Un réseau de résistances et de condensateurs est branché aux bornes primaires du transformateur de sortie du modulateur. Les éléments de ce réseau sont en série, et le centre est à la masse. La tension de contre-réaction est prélevée sur les deux résistances inférieures (côté masse) et appliquée en opposition de phase au centre du transformateur d'entrée.

Schéma d'un émetteur de 10 kW.

La figure 12-10 montre comment sont groupés les différents étages décrits précédemment dans ce chapitre, pour former un émetteur de radiodiffusion de 10 kW. On y trouve l'oscillateur à cristal (fig. 12-3); l'étage tampon (fig. 12-4); l'étage d'attaque (fig. 12-5); l'étage de puissance et son modulateur classe B (fig. 12-6). Il s'agit de l'émetteur *R. C. A.* type BTA-10 H. Pour compléter cette description, nous allons parler maintenant de la section B. F. et de l'alimentation.

Premier étage B. F.

Le premier étage B. F. (en bas et à gauche) est un push-pull de deux tétrodes 807. Le circuit d'entrée est équipé d'un transformateur qui accomplit

des fonctions multiples. D'abord, il adapte l'impédance de la ligne à celle des grilles, et ce faisant produit une forte élévation de la tension d'attaque. Ensuite, il procure, par ses deux moitiés symétriques, les deux tensions égales et déphasées de 180° nécessaires à l'attaque du push-pull. Enfin, par la coupure pratiquée entre les deux moitiés du secondaire, il fournit les points d'application de la tension de contre-réaction. Les caractéristiques des amplificateurs de ce type ont été exposées dans le chapitre VII. Les courants de plaques et d'écrans sont contrôlés au moyen d'appareils de mesure insérés dans les connexions des cathodes. Des résistances faibles en série dans les connexions de grilles empêchent la production d'oscillations parasites. La tension de plaque est prélevée sur un diviseur de tension qui alimente également les écrans de l'étage suivant. Ce diviseur est dessiné au-dessus de la lampe 828 d'en haut. Les deux 807 sont couplées à l'étage suivant par résistances - capacité. En parallèle avec les résistances de charge, de 12 000 Ω chacune, on trouve deux résistances de 2000 Ω, chacune en série avec un condensateur de 1,5 nF. Le condensateur a une impédance qui varie à l'inverse de la fréquence. Il en résulte pour la lampe une variation de charge procurant une amplification plus forte sur les basses fréquences, amplification qui sert à compenser des pertes aux mêmes fréquences survenant ailleurs dans l'amplificateur.

Deuxième étage B. F.

Le second étage B. F. est équipé de deux pentodes du type 828. Dans la connexion de chaque grille se trouve une résistance d'amortissement de 470 Ω. On y voit aussi un condensateur en parallèle avec une résistance. Ce condensateur est de 0,1 μF, et la résistance de 0,22 MΩ. Ces éléments servent à améliorer la réponse de l'amplificateur aux fréquences élevées. Les résistances de charge sont de 12 500 Ω chacune.

Troisième étage B. F.

Le troisième étage, qui attaque les grilles du modulateur, est d'un type particulier : on y a fait usage du couplage cathodique. Ce procédé a été exposé dans les chapitres VII et XI. L'étage emploie quatre pentodes du type 813, en push-pull parallèle. Les grilles suppresseuses sont reliées directement aux cathodes. Le détail particulier est le mode de branchement des cathodes et des écrans. La tension d'attaque de l'étage de puissance est prise directement sur les cathodes. Mais on fait en outre usage d'un transformateur dont le but est d'obtenir que les tensions d'écrans montent et décroissent avec la modulation, au lieu de rester à un potentiel continu fixe. Ce procédé améliore la linéarité de l'amplification. La tension B. F. est en série avec une tension continue fixant la valeur autour de laquelle la tension d'écran varie.

Sur cet émetteur de 10 kW, une contre-réaction globale est appliquée à l'amplificateur B. F., comme il a été expliqué plus haut. Le diviseur de tension, dont chaque élément est shunté par un condensateur, a une valeur totale de 40,2 MΩ, les résistances aux bornes desquelles la tension de contre-réaction est prélevée ayant une résistance de 0,1 MΩ chacune. On obtient ainsi deux petites tensions symétriques par rapport au potentiel de masse. Ces tensions sont appliquées à la base des secondaires du transformateur d'entrée. Si, au lieu de ce procédé, on avait adopté la contre-réaction globale sur l'émetteur, une petite fraction de la tension H. F. aurait été prélevée à la sortie de l'étage de puissance, détectée pour restituer la basse fréquence, et appliquée à l'entrée de l'amplificateur B. F. de modulation.

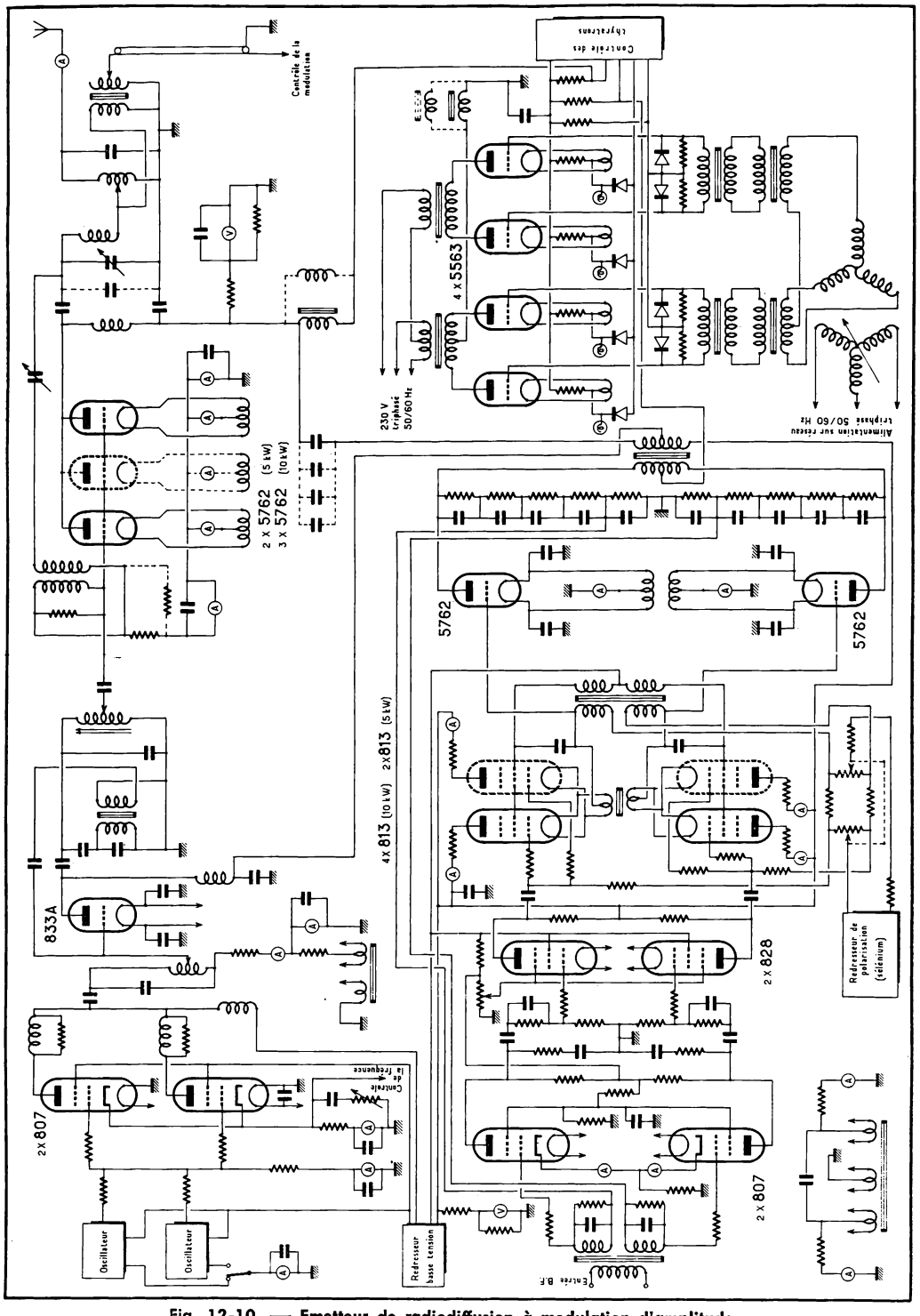


Fig. 12-10. — Emetteur de radiodiffusion à modulation d'amplitude.

Dispositifs d'alimentation.

La polarisation de l'étage d'attaque B. F. est obtenue au moyen d'un redresseur au sélénium. Ces éléments, comparables aux tubes redresseurs, sont, dans les émetteurs, réservés en général aux circuits où la puissance est faible.

Les tensions peu élevées destinées aux plaques et aux écrans de l'oscillateur, de l'étage tampon, de l'étage d'attaque H. F. et des premiers étages d'amplification B. F., proviennent d'un redresseur équipé de quatre tubes 8008.

La figure 12-11 donne le schéma de ce redresseur, qui comporte deux sections alimentées par le même secondaire de transformateur. Les anodes des tubes 3 et 4 sont réunies et mises à la masse à travers le bobinage d'un disjoncteur de surcharge. Pour la tension de 825 V, on a affaire à un redresseur des deux alternances où chaque moitié du transformateur débite

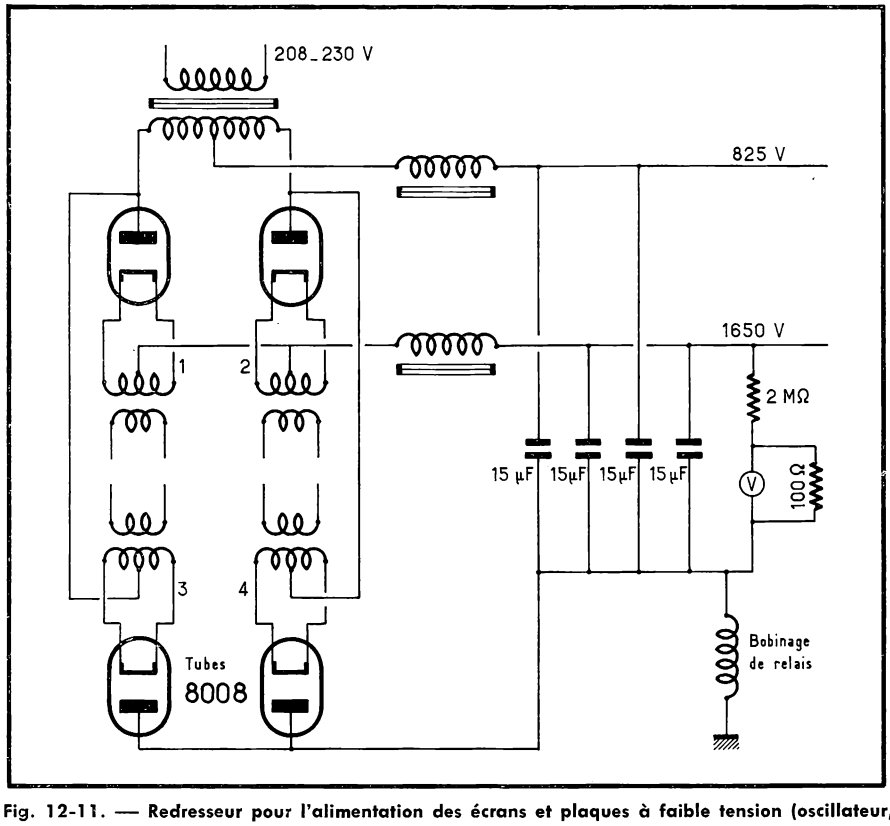


Fig. 12-11. — Redresseur pour l'alimentation des écrans et plaques à faible tension (oscillateur, étage tampon, étage d'attaque, étages B. F. intermédiaires) sur l'émetteur 10 kW de la figure 12-10.

tour à tour, la sortie se faisant par la prise médiane. Les tubes en fonction sont dans ce cas les diodes 3 et 4. Pour la tension de 1650 V, les quatre diodes fonctionnent et constituent un redresseur en pont utilisant la tension totale

de l'enroulement secondaire du transformateur. Ce redresseur, comme il a été expliqué dans le chapitre V, redresse également les deux alternances.

La haute tension de 5000 V destinée à l'étage de sortie H. F. et au modulateur provient d'un redresseur équipé de quatre thyratrons de type 5563 A, qu'on voit en bas et à droite de la figure 12-10.

Un thyratron est un tube à remplissage gazeux. Les modèles employés dans le cas présent sont des triodes, dont la grille est polarisée à une tension de l'ordre de — 100 V, de telle sorte que le tube ne peut débiter, quelle que soit la tension plaque qu'on lui applique. Quand une alternance positive de la tension à redresser est appliquée à la plaque, on peut déclencher la conduction en appliquant à la grille une impulsion de tension élevée et très brève, qui annule la polarisation. Une fois que la conduction est amorcée, elle ne peut être arrêtée que par la suppression de la tension de plaque, car

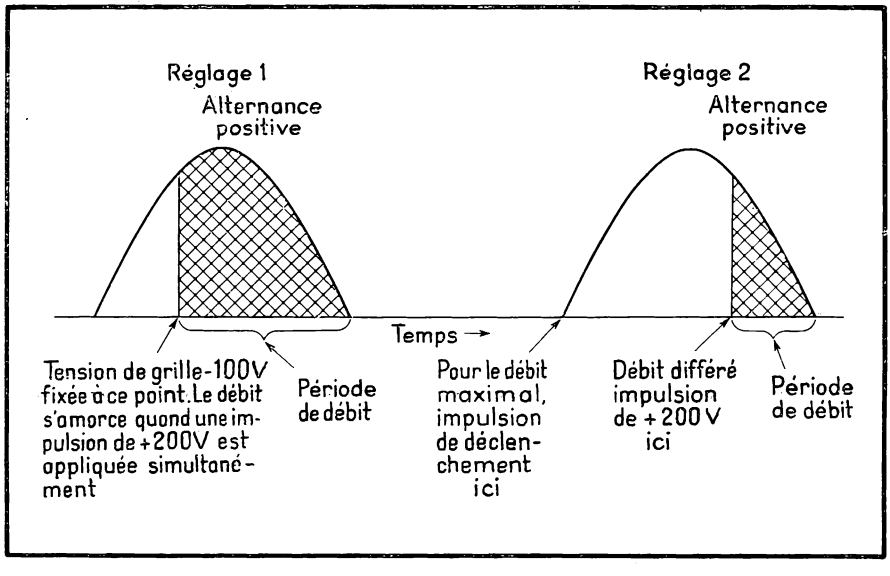


Fig. 12-11 bis. — **Commande du débit d'un redresseur à thyratron.**

la grille est en quelque sorte « noyée » dans le gaz ionisé, et n'a plus aucun pouvoir sur le courant qui traverse le tube. La plaque étant alimentée en alternatif, la tension est coupée automatiquement à chaque renversement d'alternance. Quand se présente l'alternance positive suivante, la grille a retrouvé son pouvoir, et empêche le courant de circuler tant qu'elle ne reçoit pas à nouveau l'impulsion positive de déclenchement.

Par le choix du moment où est appliquée cette impulsion, on possède le moyen de commander le passage du courant de plaque, en particulier de le faire circuler à un moment quelconque de l'alternance. On en use avantageusement pour agir sur la tension de sortie du redresseur. Pour obtenir la tension maximum, on déclenche le passage du courant au début des alternances positives, et comme on l'a dit, il se poursuit jusqu'à la fin. Pour obtenir des tensions moins élevées, on applique l'impulsion à un moment d'autant plus proche de la fin de l'alternance qu'on désire une tension plus basse. Les impulsions de déclenchement ont une tension de pointe d'environ 200 V, et proviennent de transformateurs que l'on voit tout à fait en bas et

à droite de la figure 12-10, avec des redresseurs et des résistances à leurs bornes. Le montage transforme en impulsions brèves les crêtes des alternances de la tension sinusoïdale du réseau.

Les propriétés des thyratrons sont également appliquées à des fins de protection. Au cas où se produirait un brusque court-circuit, il faut que le courant soit coupé le plus vite possible afin d'éviter des dégâts importants. Pour y parvenir, il suffit qu'une tension de polarisation supplémentaire, par exemple de — 300 V, soit appliquée aux grilles des thyratrons, de manière à paralyser l'effet des impulsions de déclenchement de 200 V. Quand un accident se produit, ces 300 V sont appliqués, de sorte que la conduction des thyratrons cesse, en dépit du fait que les impulsions de déclenchement continuent d'arriver aux grilles par un autre circuit.

Un court-circuit peut être momentané. Pour empêcher que l'émetteur soit arrêté longuement lorsqu'un tel incident se produit, la tension de 300 V est appliquée seulement pendant un temps limité, puis automatiquement supprimée. Si le court-circuit n'existe plus, le fonctionnement reprend donc de lui-même. S'il est toujours présent, le processus se répète deux fois; et s'il persiste, la tension de 300 V est alors maintenue, et il faut une intervention manuelle pour rétablir le fonctionnement.

Le dessin 12-12 montre l'émetteur de 10 kW au complet. On voit à gauche l'amplificateur B. F. de modulation. Dans le bas se trouve le transformateur de sortie du modulateur, et au-dessus les deux lampes 5762 du push-pull classe B. Plus haut se trouvent les étages de préamplification, et au sommet les lampes 813 de l'étage d'attaque.

La deuxième cabine, en partant de gauche, contient l'étage de puissance H. F. avec ses trois lampes 5762, et les inductances de modulation et de filtrage.

Dans la troisième cabine, on voit en bas le ventilateur d'une soufflerie de refroidissement dont le conduit se prolonge sous les gros tubes de puissance des deux cabines de gauche. Au-dessus du ventilateur sont les quatre redresseuses 8008 de l'alimentation de plaques à basse tension. Au-dessus des redresseuses, on voit les deux boîtiers contenant l'oscillateur pilote et l'oscillateur de rechange, puis les deux 807 de l'étage tampon, et tout en haut le tube 833 A de l'étage d'attaque H. F.

La dernière cabine, à droite, renferme le redresseur de haute tension. Dans le bas se trouvent les transformateurs du redresseur à thyratrons. Ces derniers se trouvent dans le haut, à l'arrière.

Fermetures de sécurité.

Quand l'émetteur est en fonctionnement, les cabines sont fermées par des portes munies d'interrupteurs automatiques qui coupent le courant quand on les ouvre. Cette précaution est nécessitée par les risques d'électrocution qu'entraîne la présence de la haute tension.

Blindage.

Pour éviter des couplages indésirables entre circuits, tant par les champs électromagnétiques que par les champs électrostatiques (c'est-à-dire par capacité), des blindages séparent les étages, surtout dans les émetteurs de forte puissance. Ces blindages enferment complètement les circuits où une puissance élevée est en jeu, et préviennent en outre le rayonnement direct d'énergie à haute fréquence par les bobinages.

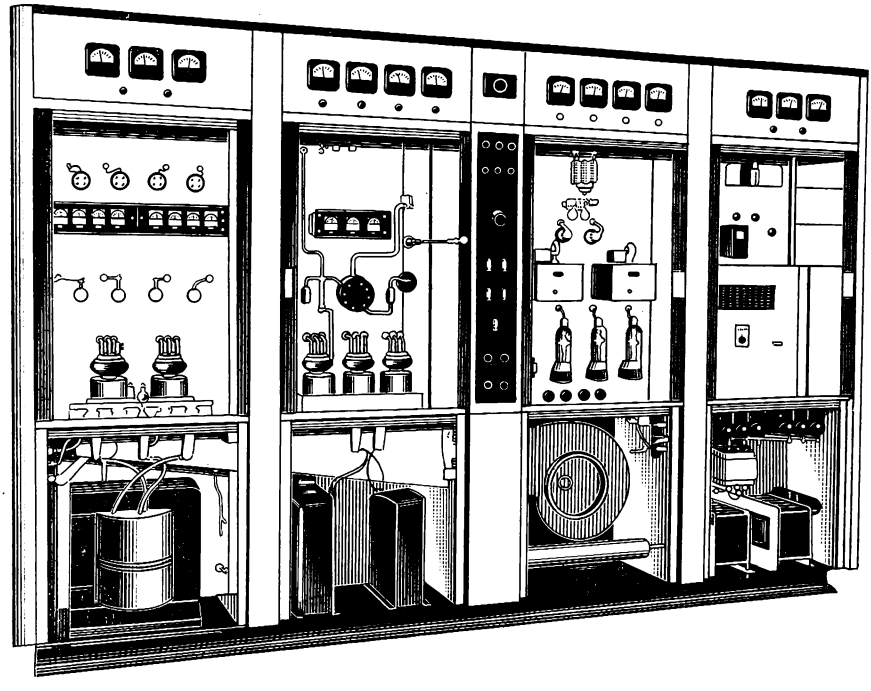


Fig. 12-12. — Un émetteur de 10 kW.

Emetteurs télégraphiques.

Un émetteur destiné à la télégraphie pourrait, quant à sa partie haute fréquence, être très semblable à celui qui vient d'être décrit. La principale différence consisterait dans l'élimination de l'amplificateur de modulation, auquel serait substitué un dispositif de manipulation. L'oscillateur à cristal et probablement l'étage tampon resteraient constamment en fonctionnement, afin d'éviter des variations d'alimentation causes de glissements de fréquence. A l'un des étages d'amplification H. F. intermédiaire serait appliqué le dispositif permettant d'établir et d'interrompre la porteuse selon les signaux du code Morse. Dans ce cas, la polarisation de grille de l'étage manipulé est généralement assez élevée pour couper complètement le courant de plaque. Quand on appuie sur le manipulateur, la polarisation est ramenée à une valeur permettant le passage d'un courant normal. Tous les étages H. F. suivants reçoivent une polarisation les amenant au-delà du point de coupure du courant de plaque, à une valeur telle que le courant normal circule quand l'excitation de grille en H. F. leur est appliquée, c'est-à-dire quand l'étage manipulé débite — donc au moment où on appuie sur le manipulateur.

Les émetteurs employés sur les navires, et ceux qui servent aux communications à longue distance, changent assez fréquemment de fréquence porteuse pour profiter des conditions de propagation ou choisir des canaux susceptibles de leur assurer un minimum de brouillage. Pour cette raison, ils sont équipés de plusieurs quartz d'oscillateur qu'on peut commuter à volonté. Quand la fréquence change, il faut réaccorder les différents étages, ce qui s'accomplit généralement au moyen d'un certain nombre de commutateurs commandés par le même axe. D'autres émetteurs emploient des relais assurant

la commutation à distance. Sur les très gros émetteurs, on emploie généralement l'accord manuel, bien que la tendance actuelle soit tournée vers l'emploi de relais et de moteurs actionnant les dispositifs de réglage.

Procédés de manipulation.

La figure 12-13 indique deux méthodes de manipulation d'un étage H. F. En *a*, un manipulateur est simplement inséré en série dans la connexion de cathode. Quand le circuit est ouvert, aucun courant de plaque ne circule. En *b*, on voit un système faisant appel à un tube de manipulation, alimenté en tension anodique par une résistance R commune avec l'étage manipulé. On s'arrange pour que la tension d'alimentation soit assez élevée pour compenser la chute dans cette résistance et assurer un fonctionnement normal de la lampe amplificatrice, au moment où un signal est transmis.

Le tube de manipulation, comme l'indique la figure, reçoit tour à tour deux tensions de polarisation différentes. Quand on appuie sur le manipulateur, la polarisation est fortement négative et annule son courant de plaque. L'amplificatrice fonctionne alors avec sa tension de plaque normale, car le tube de manipulation ne cause aucune chute de tension dans la résistance R. Quand on cesse d'appuyer, c'est-à-dire pendant l'intervalle séparant les signaux Morse, la polarisation est positive, de sorte que le tube de manipulation a un fort courant de plaque. Ce courant produit une chute de tension dans la résistance R, dont la valeur est calculée de manière que cette chute amène le tube amplificateur à une tension de plaque tellement basse qu'il ne puisse plus fournir à l'étage suivant une tension d'attaque H. F. suffisante pour le débloquer. De la sorte, l'émission est interrompue.

Multiplicateurs de fréquence.

Un quartz, pourvu qu'il soit convenablement taillé et monté, oscille de manière satisfaisante jusqu'à des fréquences de 15 MHz. Mais on ne peut réduire indéfiniment les dimensions d'un cristal, et d'autres facteurs font qu'il est difficile de dépasser une fréquence de cet ordre. Il faut donc une méthode permettant de produire, en dépit de ce fait, des fréquences de porteuses plus élevées. La solution classique consiste à se servir d'un quartz taillé pour osciller sur une fréquence sous-multiple de celle dont on a besoin, et de multiplier ensuite cette fréquence autant de fois qu'il est nécessaire pour parvenir à la valeur convenable. Supposons par exemple qu'on veuille émettre sur 30 MHz. Les quartz fonctionnent très bien sur des fréquences de l'ordre de 5 MHz. Si l'on choisit cette fréquence pour l'oscillation pilote, il faut multiplier sa fréquence par six afin d'obtenir une porteuse de 30 MHz. On se sert pour cela d'étages *multiplicateurs de fréquence*.

Les amplificateurs classe C reçoivent une forte tension d'attaque qui leur fait débiter de brèves impulsions de courant plaque très intense pendant chaque alternance positive. Leur fonctionnement dépasse de beaucoup la portion linéaire de la caractéristique I_p/V_g, d'où résulte une distorsion considérable qui produit dans le signal de sortie des harmoniques de la fréquence d'attaque. Dans ces conditions, il est possible d'accorder le circuit de plaque non sur cette fréquence fondamentale, mais sur une fréquence harmonique, de sorte que la tension H. F. de sortie soit à cette dernière fréquence. On peut obtenir par ce type de réglage l'impédance de charge optimum. A la fondamentale, elle sera très basse et très peu de puissance sera absorbé. Il est possible aussi d'employer des circuits accordés branchés en série et résonnant l'un sur la fondamentale et l'autre sur une harmonique, au prix d'une perte de rendement; mais il est rarement utile d'user de ce procédé.

Les multiplicateurs de fréquence procurent un bon rendement sur les harmoniques 2 ou 3, mais si on cherche à obtenir des rapports de multiplication plus élevés, ce rendement tombe rapidement. C'est pourquoi on emploie le plus souvent des étages doubleurs ou tripleurs, se succédant au besoin si on désire une fréquence plus élevée. Avec l'oscillateur à 5 MHz cité plus haut, pour obtenir 30 MHz on montera l'un derrière l'autre un étage doubleur et un étage tripleur, ou vice versa. Le schéma de principe ne diffère alors aucunement de celui d'un amplificateur ordinaire; les seules différences résident dans les fréquences d'accord des circuits de plaques et dans l'emploi de polarisations et de tensions d'attaque H. F. plus élevées sur les grilles.

Le rendement de sortie d'un étage doubleur de fréquence n'est pas tout à fait aussi élevé que celui d'un étage convenablement réglé fonctionnant sur la fondamentale. Dans des étages intermédiaires, où la puissance est limitée, cela n'a pas une très grande importance. Quand il s'agit d'opérer une multiplication de fréquence sur un étage de puissance élevée, il faut prendre des précautions contre l'échauffement excessif dont le mauvais rendement peut être cause. Si on obtient sur la fondamentale un rendement de 70 %, on peut compter obtenir 60 % en multiplicateur.

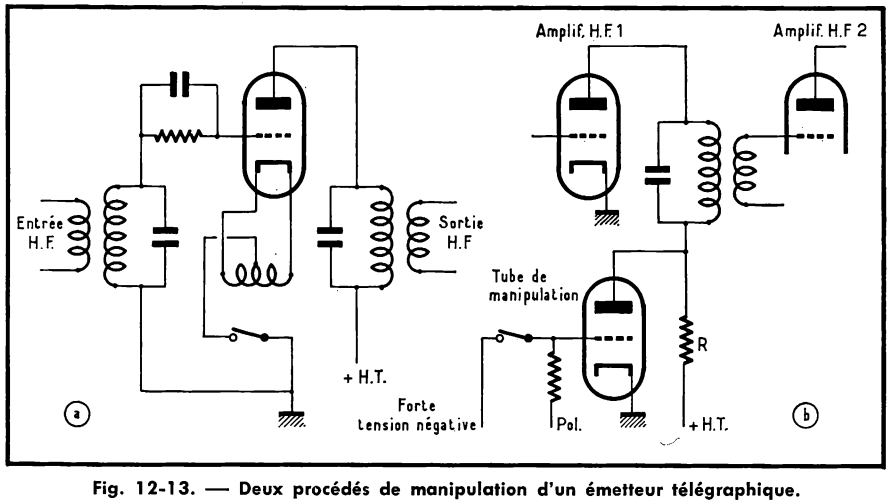


Fig. 12-13. — Deux procédés de manipulation d'un émetteur télégraphique.

Sur les émetteurs de télévision, la multiplication de fréquence opérée entre l'oscillateur à quartz et l'antenne peut aller de 6 à plus de 80 fois, car les canaux attribués ou prévus dans différents pays s'étendent sur des fréquences de 40 à près de 900 MHz.

Puissances des émetteurs.

Les émetteurs de radio de conception classique rayonnent des puissances extrêmement variées, pouvant aller d'une fraction de watt à plus de 1000 kW. Pour l'instruction militaire, la communication entre caméras de télévision et studios, et divers autres emplois, il existe des émetteurs de quelques milliwatts que l'opérateur tient à la main ou porte dans sa poche. Les émetteurs-récepteurs d'automobiles, à peu près du volume d'un téléviseur de table, rayonnent quelques watts sur des fréquences de l'ordre de 40 à 500 MHz. Les navires importants, dont il existe des milliers, ont des émetteurs variant

de 50 watts à plusieurs kilowatts, et émettent sur des fréquences d'environ 425 kHz à 18 MHz. Les stations côtières de trafic maritime émettent jusqu'à 20 kW et ont souvent des émetteurs très variés couvrant toutes les bandes propres à ce genre de services. Pour établir des communications sûres à de très longues distances, il existe des émetteurs énormes, rayonnant jusqu'à 1000 kW sur des fréquences très basses, descendant à une dizaine de kilohertz. Des milliers d'avions transportent plusieurs émetteurs de quelques dizaines de watts et emploient des fréquences de l'ordre de 100 à 150 MHz. Les émetteurs de radiodiffusion internationale rayonnent jusqu'à 500 kW de 5 à 22 MHz, et ceux qui servent aux communications à longue distance des compagnies de télégraphie et des gouvernements émettent de 5 à 50 kW sur des fréquences du même ordre. Des centaines de milliers d'amateurs possèdent des émetteurs dont les puissances, dans certains pays, s'élèvent jusqu'au kilowatt, sur des fréquences s'étendant de la limite de la radiodiffusion en « petites ondes » aux micro-ondes. Des milliers de bateaux de plaisance émettent de 5 à 50 W aux alentours de 2300 kHz. Des dizaines de milliers d'émetteurs de radiodiffusion rayonnent de quelques centaines de watts à plusieurs centaines de kilowatts sur deux gammes « petites » et « grandes » ondes, s'étendant environ de 550 à 1600 kHz et de 150 à 300 kHz respectivement. Le tout en plus des milliers d'émetteurs de télévision de quelques watts à une centaine de kilowatts dont les bandes d'émission ont été mentionnées plus haut.

Tout cela montre l'encombrement des gammes et le nombre prodigieux des emplois et caractéristiques, et pourtant, de très loin, ce n'est pas une liste complète; car on a omis (entre autres) le radio-guidage des avions, les radars, les relais, les signaux horaires, les standards de fréquences, et nombre d'autres applications spéciales.

Emission à bande latérale unique et suppression de la porteuse.

Il a été expliqué, dans le chapitre X, que pour certains systèmes de communications, il était avantageux de supprimer, avant l'émission, l'onde porteuse et une des bandes latérales.

La figure 12-14 est le schéma-blocs d'un émetteur-récepteur de 60 W faisant usage de ce procédé, et pouvant fonctionner en télégraphie ou en téléphonie. Il peut aussi émettre sur bande latérale unique avec porteuse pour un fonctionnement compatible avec les systèmes classiques à modulation d'amplitude. Quatre canaux pré-accordés sont prévus entre 3 et 15 MHz. L'appareil est construit en deux châssis superposés. En bas se trouvent les dispositifs d'alimentation et la partie basse fréquence; en haut l'émetteur et la partie haute fréquence du récepteur.

Pour la commodité de l'explication, on supposera que la basse fréquence transmise est une note fixe à 1000 Hz. La tension qui résulte de la préamplification passe dans un étage limiteur d'amplitude, qui la « comprime » de manière à égaliser le niveau *moyen* de la parole. La tension B. F. est ensuite appliquée à un modulateur symétrique alimenté d'autre part à une fréquence de 250 kHz produite par un oscillateur piloté par quartz. Cet étage produit deux bandes latérales de 249 et 251 kHz sans porteuse, lesquelles sont soumises à un filtre réglé de manière à transmettre la bande de 251 kHz seule. La fréquence de cette bande unique doit maintenant être multipliée. Cela s'accomplit dans deux autres modulateurs symétriques, opérant par battements avec les fréquences de deux oscillateurs, l'un de 1150 kHz, le second de 15 650 kHz. On obtient finalement une fréquence de 14 249 kHz

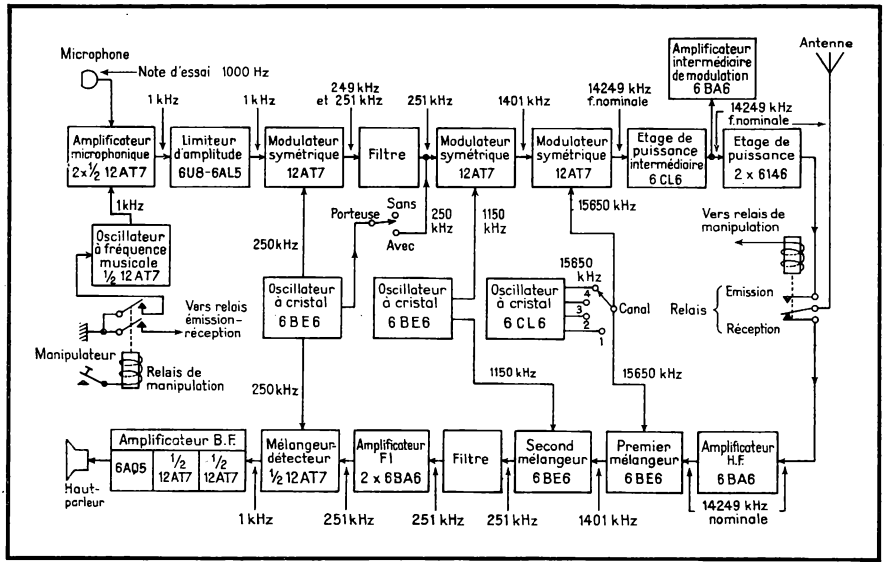


Fig. 12-14. — Schéma-bloc d'un émetteur-récepteur de 60 kW à bande latérale unique.

qui est amplifiée jusqu'à la puissance nécessaire à l'émission, au moyen de deux étages H. F.

Si l'on désire émettre avec porteuse, on ajoute celle à 250 kHz du premier oscillateur à la bande latérale conservée par le filtre, et cette fréquence subit une multiplication conjointe dans les étages suivants.

Deux stations employant cette technique fonctionnent généralement sur la même fréquence quand elles sont en communication, pour des raisons de commodité. Dans le récepteur, le signal capté est d'abord amplifié par un étage H. F. Le récepteur est un superhétérodyne à double changement de fréquence, les oscillations locales appliquées aux mélangeurs étant fournies par les mêmes oscillateurs à cristal qui servent à l'émission. Les fréquences subissent une démultiplication, jusqu'à retrouver la bande de 251 kHz originale. La détection s'opère par battement également, en faisant usage de l'oscillation locale à 250 kHz. Le battement final qui en résulte reconstitue la B. F. d'entrée appliquée au microphone d'émission. Cette B. F. est amplifiée et appliquée à un haut-parleur.

Du fait de l'absence de porteuse et des battements d'interférence qui en résulteraient, il est possible à plusieurs stations de fonctionner simultanément et de tenir des conversations en « duplex » sur la même fréquence de canal.

On peut se demander pourquoi, dans un émetteur de cette espèce, il n'est pas fait usage de multiplicateurs de fréquence semblables à ceux des émetteurs ordinaires précédemment décrits. Pour commencer, on peut répondre que si l'on multiplie par cinq les deux fréquences de 250 et 251 kHz, on obtient 1250 et 1255 kHz, ce qui fait que l'écart entre bande latérale et porteuse n'est plus de 1 kHz, mais de 5. Cela ne se produit pas en opérant par battements : quand on ajoute 1000 kHz à 250 et 251 kHz, on obtient 1250 et 1251 kHz, ce qui respecte le rapport de fréquences entre bande latérale et porteuse. Mais, ce qui est encore plus important, c'est qu'en procédant par battements, on ne produit pas de distorsions.

L'explication ci-dessus adopte pour la fréquence d'émission celle d'un seul canal. Le dernier oscillateur permet de se servir de quatre canaux, et

à cette fin est équipé de quatre quartz. Le fonctionnement en télégraphie consiste à moduler sur une fréquence fixe produite par un oscillateur B. F. La cadence de manipulation manuelle peut être de 30 mots par minute, ou de 60 en télétype. Le niveau de la bande latérale et de la porteuse supprimées est de 50 dB en dessous de celui de la bande émise. La basse fréquence transmise s'étend de 350 à 3000 Hz à plus ou moins 2 dB. La compression de la parole porte sur des différences de niveau de 20 dB. La distorsion de fréquence ne dépasse pas 2,5 % à 1000 Hz (note fixe).

La sensibilité du récepteur est supérieure à 1 μV pour une puissance de sortie de 50 mW, avec un rapport signal/bruit de 6 dB. Sa sélectivité est de 6 dB à 3,2 kHz pour 60 dB à 5,4 kHz. La puissance B. F. de sortie est de 2 W.

Exemple d'émetteur de radiodiffusion internationale à grande puissance.

A cause des longues portées à couvrir et des zones variées à atteindre, de tels émetteurs emploient de fortes puissances d'émission, des antennes très directives, changent souvent de fréquence porteuse et ont de nombreuses antennes. La station de Dixon, en Californie, qui appartient au gouvernement des Etats-Unis et que gère la N. B. C., est un excellent exemple d'installation de ce genre.

On y trouve cinq émetteurs de 50 à 200 kW. La modulation arrive par des lignes téléphoniques à une salle de régie qui la transmet à l'émetteur choisi, branché sur l'une des nombreuses antennes directives. A cause du nombre d'antennes et d'émetteurs et de la complexité des combinaisons, un dispositif de commutation extérieur est prévu. Les grandes antennes occupent une superficie de quelque 260 hectares. N'importe quel émetteur peut être relié, par le dispositif de commutation, à n'importe laquelle des antennes.

Comme il a été dit par ailleurs, il est nécessaire de refroidir les tubes d'émission à grande puissance. Les émetteurs emploient des systèmes de refroidissement par air et par eau. Des filtres permettent d'éliminer les poussières de l'air entrant dans les souffleries. Le refroidissement de l'eau s'opère en la faisant passer dans des tuyaux placés dans les conduites d'air comprimé.

On parlera ailleurs de la concentration d'ondes électriques en faisceaux, et du gain de puissance auquel cela équivaut. La puissance effective est le produit du gain de l'antenne par la puissance de l'émetteur, et elle peut s'élever à 20 000 kW.

Lignes de transmission H. F.

On a fréquemment à transmettre d'un lieu à un autre de la haute fréquence. Ce peut être entre divers étages d'un émetteur, ou de l'étage de sortie à l'antenne. Jusqu'à des fréquences de l'ordre de 30 MHz, on peut se servir de lignes en fil nu, qui donnent un rendement convenable à peu de frais. Il arrive néanmoins qu'on leur préfère les câbles coaxiaux.

La ligne de transmission la plus simple est faite de deux fils parallèles assez semblables à ceux d'une ligne téléphonique. Ce genre de ligne possède évidemment une résistance, une inductance et une capacité réparties, qui varient avec l'écartement et la grosseur des conducteurs. Chaque ligne a une impédance caractéristique propre, dépendant de ces facteurs, comme on l'a vu dans le chapitre IX.

Lignes coaxiales.

On peut en principe employer une ligne coaxiale à n'importe quelle fréquence; mais au-dessus d'environ 500 MHz, les pertes dans le cuivre et les isolants deviennent excessives. Une telle ligne comporte deux conducteurs dont l'un est tubulaire et dont l'autre est un fil occupant l'axe du premier, d'où le nom. Dans les émetteurs, on emploie souvent des tubes de cuivre dont le plus mince est centré dans l'autre au moyen de rondelles de céramique. (Tout le monde connaît les petits câbles employés comme descentes d'antennes.)

Dans une ligne coaxiale, le courant H. F. circule à la surface externe du conducteur central, et à la surface interne du tube. Du fait que la couche où il circule est extrêmement mince, l'extérieur de l'enveloppe en est exempt, et on la relie généralement à la terre.

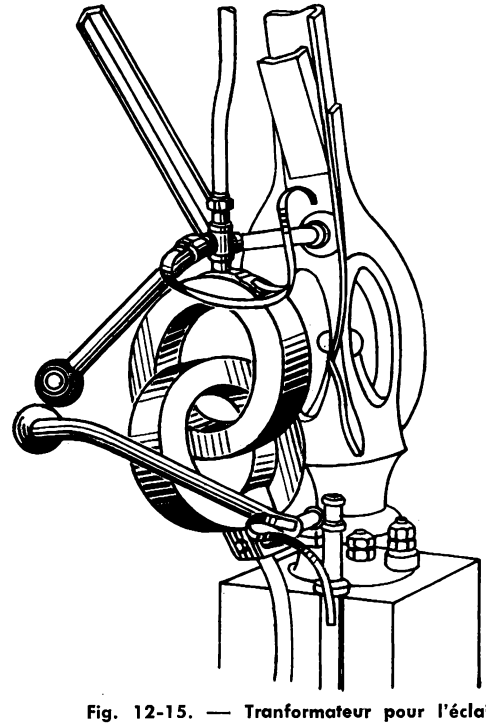


Fig. 12-15. — Tranformateur pour l'éclairage du pylone d'émetteur.

Les lignes coaxiales des émetteurs ont normalement une impédance caractéristique de l'ordre de 50 ohms. On en fabrique jusqu'à des diamètres d'une quinzaine de centimètres, et elles s'accompagnent de toute une « plomberie » consistant en coudes, raccords, manchons d'assemblage, colliers de fixation, sections transformatrices d'impédance, fabriqués pour chaque diamètre. Ces lignes servent à la télévision en V. H. F., à la modulation de fréquence, et à beaucoup d'autres émetteurs.

Il existe des lignes spéciales, destinées aux émetteurs, qui sont étanches afin d'éviter la pénétration de la pluie et la condensation, et remplies d'azote ou d'air desséchés, sous des pressions parfois de l'ordre de 2 kg/cm^2.

A la sortie antenne d'un émetteur, il faut prévoir des dispositifs permettant l'adaptation à l'impédance caractéristique de lignes qui peuvent être soit à fils parallèles, soit coaxiales, et à différents types d'antennes simples ou groupées. Il arrive que les pylônes eux-mêmes servent d'antennes, et à cette fin sont isolés du sol par de gros isolateurs sur lesquels ils reposent. Une difficulté se présente alors : il faut un éclairage destiné à faire connaître aux pilotes d'avions la position du pylône. En outre, les antennes sont parfois équipées de dispositifs de chauffage destinés au dégivrage. Pour transmettre le courant nécessaire, on se sert de transformateurs spéciaux, du type que représente la figure 12-15. Les enroulements sont séparés par un espace d'isolement très important, de manière à éviter le court-circuit de la puissance H. F. appliquée à l'antenne. On voit à gauche l'éclateur protégeant l'installation contre les décharges atmosphériques.

CHAPITRE XIII

RÉCEPTEURS A. M.

Le but que vise tout récepteur est de transformer le signal à haute fréquence modulé induit par l'antenne en un signal semblable à celui qui a servi à la modulation de l'émetteur, et ce sans introduction de brouillages et bruits parasites. La sensibilité aux signaux faibles est un facteur très important quand on aborde cette question.

Sensibilité.

La sensibilité d'un récepteur peut être exprimée par la valeur du signal le plus faible dont il est capable de tirer parti. Pour la chiffrer, il faut fixer la valeur du signal de sortie correspondant, c'est-à-dire celle en dessous de laquelle on ne peut considérer ce signal comme utilisable. Le chiffre sera donc celui d'une tension d'entrée produisant une puissance de sortie donnée. Par exemple, en ce qui concerne les récepteurs de radiodiffusion, la puissance de sortie en question est fixée à un demi-watt (500 mW). Si le récepteur peut donner cette puissance de sortie à partir d'une tension de signal de 50 μV, on dira que sa sensibilité est de 50 μV. Ce chiffre correspond à un récepteur très moyen. Il donne satisfaction avec les émissions locales et les émissions éloignées d'émetteurs assez puissants, mais il est loin de représenter la plus grande sensibilité que l'on puisse obtenir.

La sensibilité d'un récepteur dépend évidemment de l'amplification qu'il peut procurer. Celle-ci provient de tous les étages successifs, depuis l'étage haute fréquence d'entrée jusqu'à l'étage basse fréquence de sortie, en passant par le ou les étages à moyenne fréquence précédant la détection.

Un récepteur de radiodiffusion destiné à l'écoute des stations régionales ne doit pas avoir une grande sensibilité. En revanche, un récepteur de trafic employé sur un navire, dans une station de communications internationales, ou pour certains usages militaires, fera souvent usage du maximum d'amplification possible, afin de pouvoir tirer parti des signaux les plus faibles que l'on puisse capter et séparer des bruits parasites naturels ou dus aux machines fabriquées par l'homme. Un récepteur de cette catégorie peut avoir une sensibilité allant jusqu'à 0,1 μV.

Bruits parasites.

On peut se demander quelle est la limite de la sensibilité utile. Sans les bruits parasites dont on vient de parler, cette sensibilité serait pratiquement illimitée, et il suffirait, pour l'obtenir, de multiplier les étages d'amplification. Malheureusement, il existe en ce domaine des barrières infranchissables. C'est cette question que nous allons examiner.

Parasites proprement dits.

Les nuages portent des charges électriques représentant des tensions énormes par rapport à d'autres nuages ou à la terre. Quand ces tensions dépassent une certaine valeur, elles provoquent des décharges orageuses produisant des courants à haute fréquence très intenses, qui causent des brouillages violents surtout dans les grandes longueurs d'ondes. Comme ces énormes étincelles suivent les parcours les plus variés et les plus divisés, il en résulte que les fréquences produites sont extrêmement variables, ainsi que les formes d'ondes, ce qui fait que les perturbations couvrent une vaste partie du spectre utilisé pour les liaisons radio-électriques. L'intensité de ces *parasites atmosphériques* va en décroissant jusqu'à environ 50 MHz, fréquence au-delà de laquelle leur effet n'est plus guère gênant. Aux plus basses fréquences, ce genre de perturbation est par moments prohibitif; et il n'est jamais totalement absent, par suite de la bonne propagation de ces fréquences aux longues distances. Dans les zones tropicales, constamment sujettes aux orages, il en résulte que l'emploi des basses fréquences est pratiquement impossible. La propagation aux longues distances est bonne aussi aux fréquences moyennes et même relativement élevées, mais ces fréquences sont plus sujettes à des variations de propagation diurnes et autres.

Bruit thermique.

Il existe une autre forme de perturbation qui se produit à toutes les fréquences. Elle est causée par l'agitation, dans tous les conducteurs, des particules atomiques, par suite de la température. Quand la température d'un conducteur augmente, les mouvements erratiques des électrons augmentent également. Ils engendrent de petites variations de tension entre les extrémités du conducteur. Ces variations se produisent d'une manière couvrant uniformément toute la gamme des fréquences. Il en résulte donc que le bruit thermique produit par un amplificateur dépend de sa bande passante. Autrement dit, plus cette bande est large, et plus important est le *souffle* de l'amplificateur, et vice versa. C'est pourquoi on réduit toujours la bande passante au minimum compatible avec la transmission correcte des fréquences les plus élevées du signal. Le nom de souffle, donné à ce qui résulte de l'agitation thermique, vient de ce que cette perturbation se manifeste, dans un haut-parleur, par un bruit analogue à celui d'un jet de vapeur. Sur une image de télévision, il se traduit par l'apparition de points blancs mobiles ressemblant à une chute de neige.

Il est facile de calculer la tension de souffle aux bornes d'un conducteur de résistance R en circuit ouvert. Elle est donnée par la formule :

$$E = \sqrt{4\,K\,T\,R\,B}$$

dans laquelle K est une constante égale à $1{,}37 \times 10^{-23}$; T est la température absolue (en degrés Kelvin), soit la température du thermomètre centigrade + 273; B est la largeur de bande en p/s ou Hz.

Pour une température absolue de 300°, cette formule se réduit à :

$$E(\mu V) = 0{,}13 \sqrt{R \times B \text{ (en MHz)}}$$

Nous avons de la sorte la possibilité de calculer qu'avec un fil ayant une résistance de 100 Ω et un récepteur ayant une bande passante de 10 000 Hz, le bruit thermique sera d'environ 0,13 μV. Il serait donc inutile de rendre la sensibilité d'un récepteur ayant une impédance d'entrée de

100 ohms supérieure à ce qui est nécessaire pour recevoir un signal de 0,13 μV, car le surcroît de sensibilité dû à l'amplification ne servirait qu'à amplifier le bruit parasite couvrant les signaux plus faibles.

Pour un récepteur de télévision ayant une impédance d'entrée de 100 ohms, avec une bande passante de 4 MHz, le seuil de bruit est de l'ordre de 2,6 μV.

Bruit causé par les lampes.

Un autre genre de perturbation vient, lui aussi, limiter la sensibilité utilisable d'un récepteur. Il est dû au fait que l'émission électronique d'une cathode n'est pas continue, mais s'effectue par petits « paquets », se traduisant par des variations de l'intensité des courants de plaque et d'écran. C'est l'effet dit « de grenaille », auquel vient s'ajouter le bruit dit « de répartition », dû à la présence de l'écran dans les tétrodes ou pentodes.

Il existe une méthode indirecte d'évaluer ce bruit : elle consiste à attribuer au tube examiné une *résistance équivalente de souffle* dont la valeur est celle de la résistance réelle qui, connectée à la place de la lampe, aux points de branchement de la grille et de la cathode, produirait le même souffle. Le tableau ci-dessous donne les valeurs courantes de cette résistance équivalente :

Triodes amplificatrices	200 - 2300 Ω
Triodes convertisseuses	900 - 6000 Ω
Pentodes amplificatrices	700 - 7000 Ω
Pentodes convertisseuses	2800 - 35 000 Ω

Quelques calculs basés sur ces valeurs de résistance appliquées à la dernière formule montreront que, pour un récepteur de radiodiffusion, le seuil de bruit produit par une pentode peut s'élever à un demi-microvolt. Dans un téléviseur, il peut être de plusieurs microvolts.

Les antennes de réception, les lignes de transmission, les circuits d'entrée des récepteurs contribuent à la formation du souffle. Ajoutés au bruit de grenaille de la première lampe et à son bruit de répartition, ils fixent le niveau de souffle minimum, auquel il est impossible d'échapper, et qui donne la limite de sensibilité utile du récepteur. L'augmentation de la sensibilité ne peut dès lors être obtenue que par l'établissement d'antennes plus perfectionnées, étendues et coûteuses, qui fournissent, avec les mêmes signaux, des tensions plus élevées. C'est ce que l'on fait dans toutes les stations de réception commerciale. Les grandes antennes sont très directives, et remplissent deux fonctions principales. Premièrement, elles ne sont sensibles aux brouillages et parasites lointains que dans une seule direction, ce qui réduit les perturbations d'origine externe. Deuxièmement, en interceptant une portion plus étendue du champ électromagnétique, elles fournissent au récepteur une puissance d'entrée à haute fréquence capable de dominer le bruit de fond qui lui est propre. Aux basses fréquences du spectre, et dans une moindre mesure aux fréquences moyennes, où, comme on l'a dit, la majorité des parasites atmosphériques sont originaires des tropiques, des antennes très directives peuvent éliminer la plus grande partie de ce genre de bruits si elles servent à capter des signaux venant d'une autre direction.

Coefficient de souffle du récepteur.

Le coefficient de souffle d'un récepteur est l'un des facteurs au moyen desquels il est possible d'évaluer son rendement, et se compare aux autres spécifications auxquelles doivent se conformer les appareils de toute nature pour procurer un résultat satisfaisant.

On a montré que le bruit de fond dû à l'agitation thermique dans les circuits d'entrée était le facteur limitatif naturel de la sensibilité utile. A ce point de vue, pour l'établissement des standards industriels, un récepteur idéal (et théorique) est celui où le seul souffle est supposé provenir de l'antenne. La mesure dans laquelle il s'écarte de cet idéal est celle de son imperfection, et aussi celle de son coefficient de souffle propre. Elle est donnée par le rapport entre la puissance que représente ce souffle à la sortie du récepteur, et celle qui s'y trouverait si le souffle était causé uniquement par la résistance de la source qui doit attaquer son circuit d'entrée. On l'exprime le plus souvent en décibels (dB).

Nous avons vu qu'un récepteur ayant une impédance d'entrée de 100 Ω recevait du fait de cette impédance une tension de souffle de 0,13 μV à l'entrée. A cette cause s'ajoutent d'autres causes qui ont été énumérées. Si la puissance que représentent ces autres causes est dix fois celle du bruit thermique provenant de l'antenne, le coefficient de souffle du récepteur est de 10 dB.

C'est là une donnée très importante, car dans l'établissement d'un dispositif de liaison radio-électrique comme un relais, un appareil de radar, un récepteur de téléphonie, elle fixe l'intensité de signal minimum qu'il faudra pour couvrir le bruit de fond de l'appareil récepteur.

Pour déterminer les conditions auxquelles on devra se conformer pour procurer au récepteur ce champ minimum susceptible d'assurer un fonctionnement correct, il faut pouvoir évaluer d'autres données générales telles que les caractéristiques de propagation entre émetteur et antenne de réception, la distance séparant les antennes, la puissance de l'émetteur, le rapport signal/bruit limite qu'il est possible d'obtenir pour l'ensemble du système, et le rendement des antennes d'émission et de réception. Il est significatif de comprendre que si le coefficient de souffle est de 10 dB, la puissance d'émission devra être dix fois ce qu'il faudrait pour couvrir le souffle dans le cas d'un récepteur idéal. Si ce coefficient était de 20 dB, la puissance d'émission devrait être cent fois plus grande. Or, comme ce qui coûte le plus cher dans une liaison radio-électrique est précisément la puissance d'émission, on comprend par là que la différence causée par un coefficient de souffle de 20 dB au lieu de 10 dB à la réception, peut, à l'émission, se traduire par une fortune dans le coût supplémentaire de l'émetteur. Dans l'établissement d'une chaîne de relais à micro-ondes, ce facteur atteint une importance critique, car la moindre erreur de calcul est multipliée par le nombre des stations successives de l'ensemble du relais. Dans les chapitres qui vont suivre, il sera souvent fait mention de ce coefficient; car, encore qu'il puisse paraître de peu d'importance à première vue, il est en réalité l'une des données vitales de tout système de liaison.

Mesure du coefficient de souffle.

Une donnée aussi importante doit pouvoir être mesurée avec précision. Il existe pour cela plusieurs procédés. L'un d'eux est représenté figure 13-1. Il fait appel à une source de bruit étalonnée, et la mesure s'effectue par comparaison.

Une diode fournit une tension de souffle proportionnelle au courant qui la traverse, à condition que la tension d'anode soit suffisante pour attirer tous les électrons émis par la cathode, et par conséquent pour empêcher la formation d'une charge d'espace. Le courant cathodique est commandé par variation de la température de la cathode, qui est dans ce cas un filament de tungstène à chauffage direct. Ces diodes sont fabriquées spécialement pour cet usage, et calibrées avec précision en ce qui concerne la tension de

bruit par rapport au courant de filament. L'impédance d'une telle diode est tellement élevée par rapport à R qu'elle n'influe pas sur la précision des mesures.

Le processus de mesure est simple. La diode n'étant pas en activité, on note le niveau de bruit indiqué par le voltmètre de sortie. Le gain de tension du récepteur est alors réduit de 3 dB. On met ensuite la diode en fonctionnement, et on augmente la tension de bruit qu'elle produit jusqu'à ce que la puissance de sortie indiquée par le voltmètre revienne à sa valeur d'origine. Du fait que cette dernière opération a doublé la puissance de sortie en doublant la puissance d'entrée, le bruit de fond fourni par la diode est égal à celui du récepteur et de l'antenne, et sa puissance peut être lue directement par la graduation de la source à diode. R est la résistance de la source pour laquelle est conçu le circuit d'entrée du récepteur, soit ordinairement la résistance de rayonnement de l'antenne, ou l'impédance caractéristique de la ligne de transmission au moyen de laquelle il y est couplé. Une résistance équivalente est substituée à l'antenne lors de la mesure. Ce peut être une résistance de type ordinaire. L'appareil de mesure de sortie n'est pas d'un type critique quant à ses caractéristiques : ce peut être un micro-ampèremètre branché en série avec la diode détectrice, de manière à mesurer le courant moyen de détection. La commande de gain du récepteur doit être précise, car la précision de la mesure dépend de celle de la réduction de moitié appliquée à la puissance de sortie d'origine. Une réduction de gain de 3 dB correspond à une réduction de puissance de 50 %. Le bruit thermique de R seule peut être calculé, et comparé avec le bruit de fond mesuré pour établir le rapport nommé coefficient de souffle.

Ronflement.

Il est pratique et économique de chauffer en courant alternatif les cathodes des lampes de réception, et c'est une pratique généralisée. Pour des sensibilités de récepteurs limitées par les facteurs dont il a été question plus haut, la perturbation due au ronflement du courant alternatif est généralement maintenue à un niveau assez faible pour ne pas gêner. On peut aussi bien se débarrasser du ronflement provenant de la haute tension des redresseurs d'alimentation. D'une manière générale, le degré auquel on pousse le soin d'éliminer les ronflements dépend de l'usage de l'appareil concerné. Dans certains récepteurs de radiodiffusion simplifiés, la composante alternative peut parvenir jusqu'au haut-parleur avec une valeur assez élevée, mais la courbe de réponse du haut-parleur est telle que les basses fréquences (dont le ronflement à 50 p/s) sont très mal reproduites, de sorte que le ronflement est peu gênant. Mais dans les appareils à haute fidélité, où les basses fréquences sont au contraire très bien reproduites, il importe que l'élimination de cette composante résiduelle soit très poussée, ce qui nécessite une conception beaucoup plus soignée, une sélection des modèles de lampes employés, et certains éléments plus coûteux. Dans certains cas, il est fait usage de circuits particuliers de contre-réaction, dont il a été question dans les chapitres VII et XII.

Commande automatique de la sensibilité.

Quand on accorde un récepteur sur différentes stations, on désire normalement que la puissance de sortie soit maintenue à un niveau à peu près égal et supportable à l'oreille. Il existe évidemment des commandes manuelles permettant d'ajuster à la valeur voulue la puissance du haut-parleur ou le

contraste d'une image de télévision. Néanmoins, quand on passe d'un émetteur faible à un émetteur puissant (ou, ce qui revient au même, d'un émetteur éloigné à un émetteur local) la tension à haute fréquence captée varie très fortement, et la puissance de sortie (ou le contraste) varierait de même, à moins qu'on ne réajuste constamment le bouton de volume ou de contraste. Pour éviter ce fait, il est donc nécessaire qu'un dispositif *ad hoc* ajuste automatiquement la sensibilité du récepteur. Ce dispositif se nomme *commande automatique de sensibilité* (C. A. S., en abrégé).

L'amplification fournie par une lampe de réception varie avec les tensions appliquées aux différentes grilles (grille de commande, écran et grille suppresseuse). En faisant varier une ou plusieurs de ces tensions, on peut

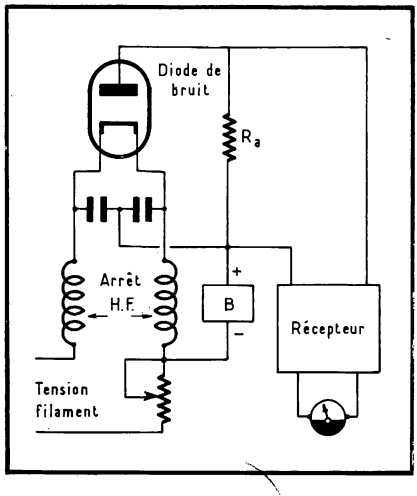


Fig. 13-1. — Mesure du bruit de fond avec un générateur à diode.

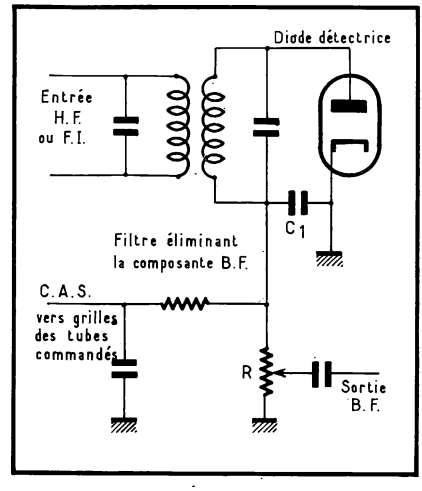


Fig. 13-2. — Circuit de C. A. S. à partir d'une détection diode.

donc agir sur la sensibilité d'un récepteur. On agit généralement sur les étages d'amplification à haute fréquence et à fréquence intermédiaire, en appliquant une tension de polarisation variable aux grilles de commande. Cette tension provient du détecteur. Il est plus facile de l'obtenir d'un détecteur à diode que des autres types de détecteurs; c'est une des raisons pour lesquelles la détection à diode est la plus employée dans les appareils actuels.

La figure 13-2 est le schéma d'un détecteur à diode. La résistance R constitue la charge du détecteur, sur laquelle est prélevée au moyen du condensateur (sortie son) la composante basse fréquence. Comme on l'a vu dans le chapitre XI, quand une tension à haute fréquence est appliquée à un détecteur à diode, une tension continue apparaît aux bornes de la résistance R. Et cette tension est proportionnelle à celle du signal à haute fréquence appliqué à la diode. Dans ce schéma, la polarité au sommet de la résistance R est négative. Si la tension du signal augmente, cette tension augmente, et par conséquent les grilles des lampes auxquelles on l'applique reçoivent une polarisation négative plus élevée, qui réduit leur amplification. Quand les circuits sont convenablement établis, la tension de sortie à basse fréquence du détecteur peut être maintenue à un niveau relativement constant, en dépit des variations considérables du signal à haute fréquence appliqué à l'entrée du récepteur. La figure 13-2 montre une seule diode

servant à la fois à la détection et à la commande automatique de sensibilité; mais on emploie souvent des diodes séparées, ayant ou non une cathode commune.

Efficacité de la commande automatique de sensibilité.

Lors de la conception d'un récepteur, et quand il s'agit d'exprimer ses qualités par des chiffres, l'efficacité du circuit de C. A. S. est un des facteurs intéressants à connaître. Le coefficient qui la représente exprime la gamme des tensions de signal qui peuvent être appliquées à l'entrée pour un niveau de signal de sortie constant. Cette constance n'est en réalité pas absolue : une marge de variation est admise, qu'il faut définir. Dans le cas des récepteurs de radio d'appartement, le coefficient d'efficacité de la C. A. S. est le nombre de décibels en dessous d'un signal d'entrée de 100 000 μV pour lequel le niveau de sortie (du son) ne varie pas de plus de 10 dB, soit une baisse de 3 à 1; pour les récepteurs d'automobiles, le signal d'entrée considéré est de 5000 μV au lieu de 100 000.

Le chiffre du coefficient, dans le cas des récepteurs d'appartement, varie d'environ 35 à 60 dB selon le degré de perfectionnement. Cela signifie que, pour le chiffre de 60 dB, le signal d'entrée peut tomber au millième de sa valeur sans que la puissance sonore de sortie tombe à moins du tiers, tant que la tension d'entrée ne dépasse par 100 mV. Quand le coefficient est de 35 dB, le signal peut tomber de 60 à 1 sans que le niveau de sortie tombe à moins d'un tiers, tant que le signal ne dépasse pas 5000 μV, ou 5 mV. Le chiffre de 5000 μV du signal de référence, admis pour les récepteurs d'automobiles, traduit la faiblesse du signal fourni par des antennes trop réduites et les mauvaises conditions de réception imposées en outre à ces appareils.

Pratiquement tous les récepteurs actuels, y compris les petits portatifs, sont équipés d'un circuit de C. A. S.

Récepteurs à amplification directe.

Ce type de récepteurs a été sommairement décrit dans les chapitres X et XI. Il ne peut guère être employé lorsqu'il s'agit de couvrir plusieurs gammes, ou du moins de telles réalisations, pour donner de bons résultats, nécessitent des complications coûteuses. L'une des principales difficultés est d'obtenir un alignement correct de plusieurs circuits accordés par des condensateurs variables commandés par le même axe. Dans les débuts de la radio, il était courant de voir ces condensateurs munis de boutons séparés, ce qui rendait l'accord du récepteur fort difficile aux profanes. En particulier, il était très difficile et très long de découvrir les émetteurs faibles, car on ne pouvait savoir lequel des circuits était hors d'accord.

Une autre difficulté, à supposer l'alignement réalisé, est d'obtenir une largeur de bande passante sensiblement constante sur toute l'étendue d'une gamme (par exemple de 550 à 1600 kHz). L'impédance des circuits varie, en effet, avec la fréquence. Elle est élevée aux fréquences les plus basses, ce qui rend l'accord plus « pointu » et la bande passante plus étroite. En revanche, aux fréquences élevées, la sélectivité risque d'être insuffisante, si elle est correcte aux fréquences basses. Enfin, à certaines fréquences, l'amplification directe ne peut donner de bons résultats. La facilité d'obtenir du superhétérodyne une bande passante constante, grâce à l'accord fixe des circuits à fréquence intermédiaire, a généralisé l'emploi de ce montage.

Superhétérodyne.

Parce qu'il donne le rendement le plus élevé et qu'il est d'une grande souplesse, c'est donc le superhétérodyne qui a supplanté complètement l'autre type de récepteur. On a expliqué déjà ses avantages. Nous allons maintenant discuter dans le détail quelques caractéristiques importantes de ce montage.

Rayonnement de l'oscillateur.

Pour produire la fréquence locale nécessaire à la conversion de fréquence, le superhétérodyne fait usage d'un oscillateur. Or, cet oscillateur peut rayonner de la haute fréquence, et si celle-ci atteint l'antenne, l'appareil se comportera comme un petit émetteur. Bien que l'énergie rayonnée soit faible, elle peut causer des perturbations dans d'autres récepteurs, et ce dans un rayon de près d'un kilomètre. On a essayé de porter remède à cet inconvénient, et dans certains pays (notamment aux Etats-Unis) des normes ont été fixées par les organismes officiels. Le remède le meilleur consiste à faire précéder l'étage convertisseur d'un étage d'amplification à haute fréquence. La bande passante d'un tel étage ne doit pas nécessairement être très étroite, car l'oscillateur fonctionne sur une fréquence relativement éloignée de celle du canal reçu. En télévision, elle peut en différer d'une valeur de l'ordre de 40 MHz. La seconde méthode consiste à blinder les circuits qui peuvent causer un rayonnement direct.

Intermodulation.

Si la changeuse de fréquence (convertisseuse) reçoit à la fois deux signaux que l'on ne désire pas recevoir, ils sont ordinairement rejetés par l'amplificateur à fréquence intermédiaire. Toutefois, si la différence entre les fréquences de ces deux signaux est égale à la valeur de la fréquence intermédiaire, un signal à cette dernière fréquence sera introduit dans l'amplificateur, causant un brouillage de l'émission reçue. Les harmoniques de l'oscillateur local peuvent également se combiner à des signaux indésirables ou à leurs harmoniques, et produire le même effet.

Une sélectivité suffisante *avant conversion* est le seul remède à ce genre d'ennuis. L'amplificateur F. I., en effet, ne peut distinguer les uns des autres des signaux qui lui parviennent à sa fréquence d'accord. C'est encore un cas où l'emploi d'un étage à haute fréquence est recommandable.

Fréquence image.

Le même remède peut éliminer encore un autre inconvénient. Dans le chapitre X, nous avons vu que le principe du changement de fréquence consiste à faire battre deux fréquences dont la différence est égale à la fréquence d'accord de l'amplificateur F. I. Dans le cas choisi, cette dernière était de 455 kHz, et on avait supposé que l'on recevait une porteuse ayant une fréquence de 1000 kHz. La fréquence fournie par l'oscillateur devait donc être de 1455 kHz. Mais supposons qu'une porteuse puissante, d'une fréquence de 1910 kHz, parvienne à l'étage convertisseur : par battement avec la fréquence locale, elle donnera également une fréquence de 455 kHz. Cette fréquence perturbatrice, dite *fréquence image,* causera un brouillage qui est propre au montage superhétérodyne.

Un étage à haute fréquence accordé peut remédier à cet inconvénient. Mais dans les récepteurs très perfectionnés, on fait souvent usage d'une autre méthode qui remédie également aux divers ennuis qui viennent d'être exposés. Elle consiste à employer deux amplificateurs à fréquence intermédiaire (voire trois) accordés sur des fréquences différentes. La première

fréquence intermédiaire est beaucoup plus élevée que la seconde. Ce sont des récepteurs dits à double (ou triple) changement de fréquence. Nous en donnerons plus loin un exemple.

Récepteur superhétérodyne pour radiodiffusion.

Un superhétérodyne n'est pas nécessairement très compliqué. Il n'est pas rare qu'un récepteur portatif ou d'appartement ne comporte pas d'étage haute fréquence et n'ait qu'un seul étage F. I., ainsi qu'une amplification à basse fréquence assez modeste. L'alimentation des modèles simplifiés s'effectue souvent directement sur le réseau, au moyen du montage dit universel ou *tous courants*, généralement au prix d'une certaine restriction dans le volume sonore maximum dont on peut disposer avec une distorsion modérée. La figure 13-3 est le schéma d'un récepteur de ce type. Il est simple mais comporte néanmoins un étage d'amplification à haute fréquence. Les perfectionnements susceptibles d'y être ajoutés sont surtout des améliorations de détails et un amplificateur à basse fréquence plus puissant et plus fidèle.

La réception se fait au moyen d'un cadre incorporé. C'est un enroulement de fil d'aussi grandes dimensions que le boîtier le permet. Il est accordé au moyen d'un condensateur variable en parallèle (C_1 C). Un tel collecteur d'ondes ne fournit pas une tension à haute fréquence très élevée, mais là où on peut compter sur des signaux assez puissants, il donne de bons résultats. Pour la réception d'émetteurs éloignés, l'addition d'une antenne couplée par un petit condensateur est prévue, afin de permettre une réception moins parasitée. Aux bornes du condensateur variable, commandé par le même axe que ceux du circuit de couplage et de l'oscillateur, un condensateur ajustable est prévu pour permettre l'alignement, c'est-à-dire la coïncidence des trois réglages simultanés.

La première lampe est une pentode amplificatrice pour haute fréquence. Le couplage à l'étage convertisseur est réalisé au moyen d'un transformateur à haute fréquence T_1, dont un condensateur variable C_1 A accorde le secondaire. Ce condensateur est également muni, pour l'alignement, d'un condensateur ajustable d'appoint. On observera que la grille de la convertisseuse est reliée au circuit accordé par une prise, ce qui permet de conférer au transformateur de liaison les meilleures caractéristiques, du point de vue de la lampe amplificatrice. Ce transformateur, en effet, constitue la charge de plaque de cette lampe, et si l'on faisait la prise plus haut sur le secondaire, la lampe convertisseuse causerait au circuit accordé un amortissement qui réduirait l'impédance de cette charge, en shuntant une plus grande portion du bobinage par sa capacité et sa résistance d'entrée.

La convertisseuse est une lampe pentagrille (ou heptode) à la fois oscillatrice et mélangeuse. Le circuit oscillateur fait usage des deux premières grilles et de la cathode comme des électrodes d'une triode. La bobine de réaction se trouve dans le circuit de cathode, et le circuit accordé entre la première grille et la masse par l'intermédiaire des condensateurs C_5 et C_4. La polarisation de la grille oscillatrice est obtenue par une résistance R_3, traversée par le courant de grille et placée entre grille et cathode. La seconde grille joue le rôle d'anode oscillatrice : un examen attentif du schéma montre qu'en fait, l'enroulement de réaction se trouve bel et bien dans son circuit (voir fig. 17-2). Le condensateur variable C_{1B}, accompagné de son ajustable d'alignement, accorde l'oscillateur. Les trois condensateurs variables sont montés sur un axe commun et commandés par le seul bouton d'accord.

Le signal à haute fréquence est appliqué à la grille de commande de l'heptode, qui est la troisième grille, comme le montre le schéma. Le flux cathodique est donc commandé par deux grilles successives, l'une soumise

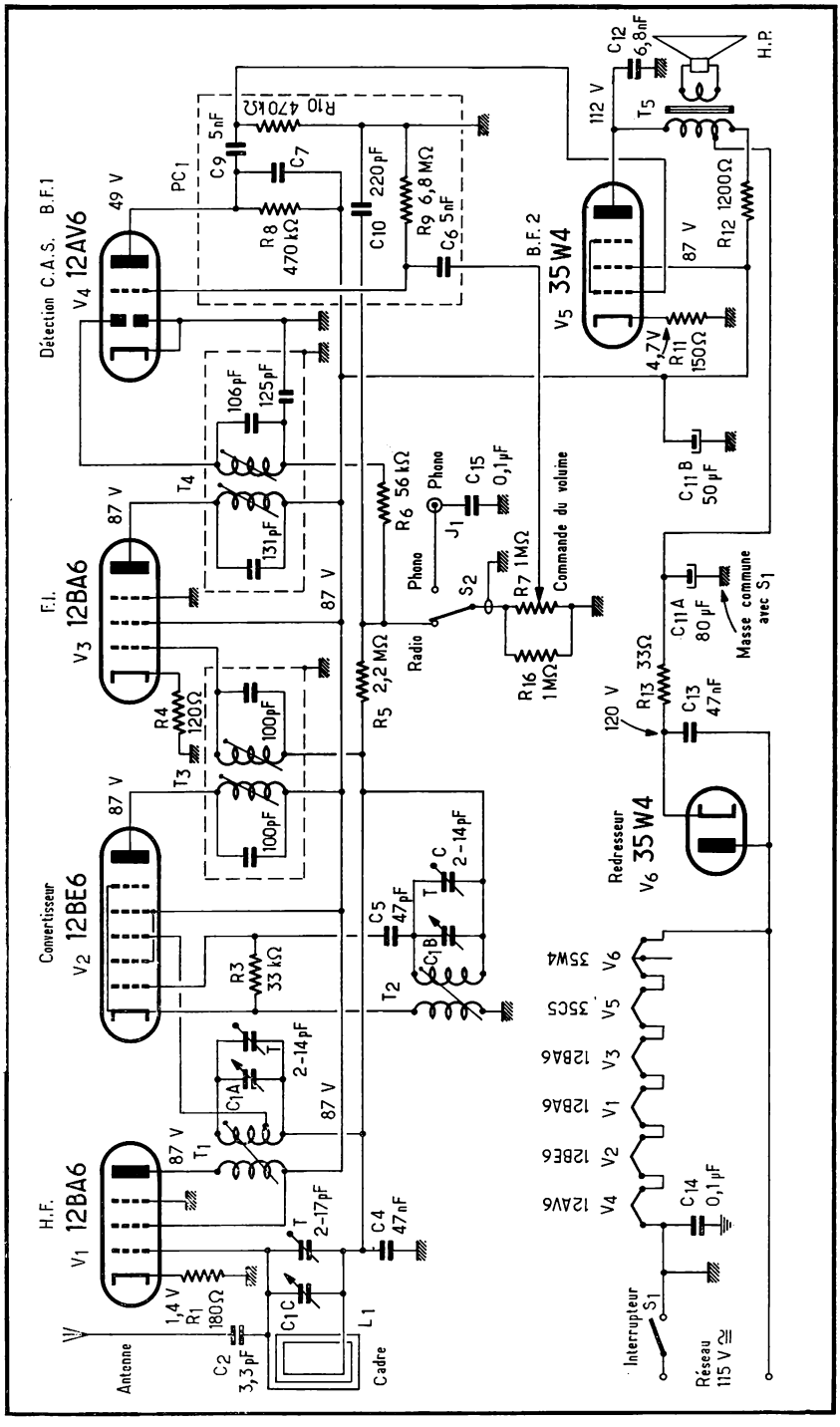


Fig. 13-3. — Superhétérodyne tous-courants pour radiodiffusion.

au potentiel de l'oscillation locale, l'autre à celui du signal à recevoir, de sorte que dans le circuit de plaque de l'heptode, on trouve des courants qui sont la somme et la différence de ces deux oscillations. Le circuit accordé de plaque, réglé de manière fixe sur 455 kHz, sélectionne l'un des deux battements produits de la sorte. Ce circuit est le primaire du premier transformateur à fréquence intermédiaire, qui alimente en tension de signal, par son secondaire, la lampe amplificatrice F. I.

Celle-ci est une pentode semblable à celle de l'étage H. F., et elle est également polarisée par une résistance de cathode. Le circuit de sortie est un second transformateur accordé sur 455 kHz dont le secondaire attaque la diode détectrice, qui fait partie d'une lampe contenant également la triode servant de premier étage d'amplification à basse fréquence.

Le courant redressé par la diode traverse les résistances R_7 et R_{16} en parallèle, aux bornes desquelles se développe la tension à basse fréquence et la composante continue servant à la commande automatique de sensibilité. A travers R_5, cette composante est appliquée aux grilles des lampes H. F. et F. I. et de la convertisseuse. Quand la tension du signal augmente, le courant de diode augmente aussi. La tension continue qui en résulte, aux bornes de R_7 et R_{16}, fournit aux lampes commandées une polarisation plus négative qui réduit leur amplification, ce qui tend à niveler la tension de sortie du détecteur.

R_7 est un potentiomètre sur lequel est prélevée la tension B. F. Le curseur permet de choisir la tension nécessaire à amener la puissance de sortie au volume désiré. Le condensateur C_6 isole la grille de la triode amplificatrice de la tension continue détectée, et la polarisation de cette triode est obtenue au moyen de la résistance R_9, que traverse un léger courant de grille. La plaque de la triode est couplée à la grille de la pentode de puissance par résistance et capacité. Cette lampe est polarisée par une résistance de cathode R_{11}.

L'alimentation est obtenue sans transformateur. Les filaments des lampes sont chauffés en série. On peut donc au besoin alimenter le récepteur sur courant continu. Les filaments des lampes sont conçus pour fonctionner sur des tensions relativement élevées, de sorte que la somme de ces tensions soit celle d'un réseau à 110-115 V. Si l'on employait des filaments destinés à des tensions plus basses, il faudrait brancher en série avec la chaîne de chauffage une résistance chutrice dissipant inutilement de l'énergie en chaleur. L'ordre de branchement des filaments dans la chaîne n'est pas indifférent. Certaines lampes sont prévues pour une tension filament - cathode plus élevée que d'autres, et certains étages sont plus sensibles que d'autres aux ronflements provoqués par cette tension. On voit que l'ordre de branchement, à partir de la masse, est V_4, V_2, V_1, V_3, V_5, V_6.

La tension plaque des lampes est fournie par un redresseur à une seule alternance. Un des fils de la ligne est relié directement à la masse, l'autre à la plaque de la redresseuse. L'étage de puissance est alimenté directement à la sortie du redresseur : le filtrage effectué par le condensateur C_{11A} suffit au circuit de plaque. Pour la grille-écran et les autres étages, un filtrage supplémentaire est fourni par C_{11B} et R_{12}.

Ces récepteurs, dits universels ou « tous courants », sont relativement sensibles aux tensions à haute fréquence captées par les lignes du réseau, dont ils ne sont pas isolés par un transformateur. En outre, les fils d'alimentation amènent jusque dans le récepteur les parasites produits par les appareils électriques du voisinage, par exemple les tubes d'éclairage fluorescents. Pour réduire cet inconvénient, on peut placer un filtre à l'entrée de l'alimentation. Dans le montage que nous examinons, ce filtre, réduit à sa plus simple expression, est le condensateur placé entre plaque et cathode de la redresseuse.

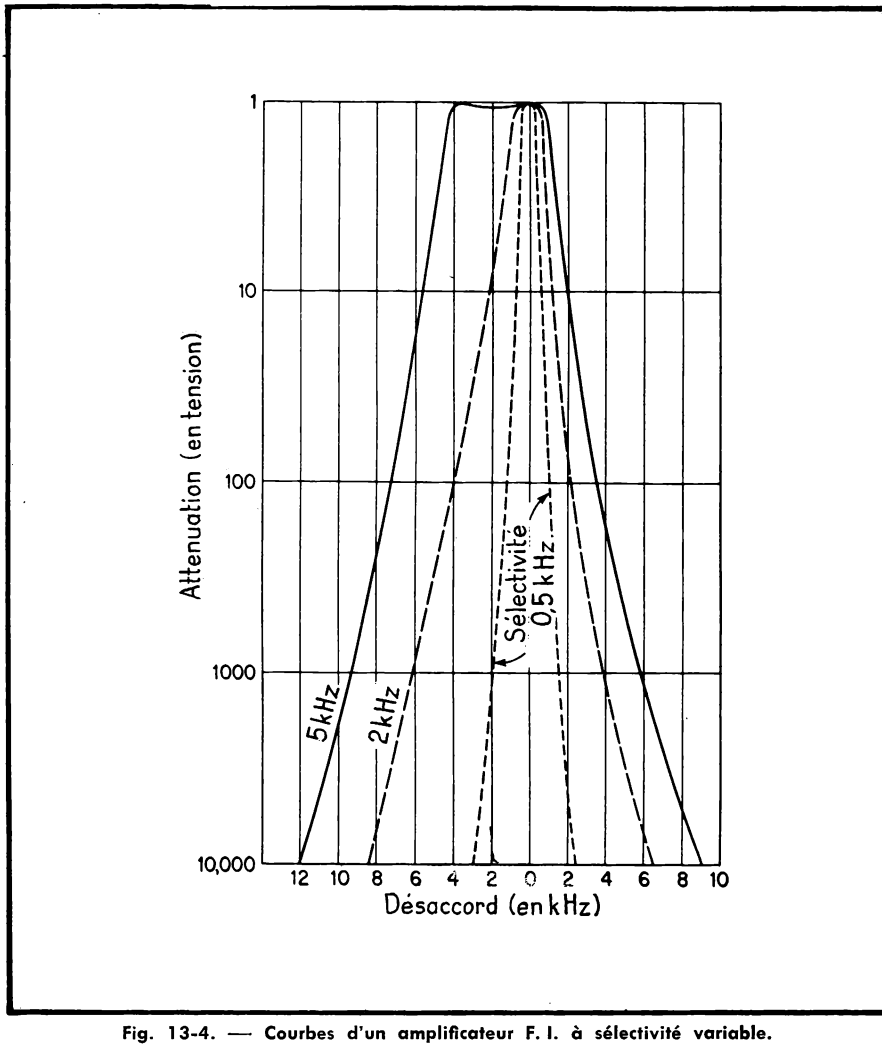


Fig. 13-4. — Courbes d'un amplificateur F. I. à sélectivité variable.

La lampe de puissance est couplée au haut-parleur par un transformateur adaptateur qui lui fournit, à partir d'une bobine mobile dont l'impédance peut être de l'ordre de 3 à 15 Ω, une charge de plusieurs milliers d'ohms convenant à sa résistance interne.

Sur ce récepteur, un commutateur est prévu pour passer de la réception radio à un reproducteur d'enregistrements sur disques, sur lequel le potentiomètre de réglage de volume agit également. De cette manière, la partie basse fréquence du récepteur est employée en amplificateur.

Fonctions multiples d'un récepteur. Sélectivité.

Certains récepteurs sont appelés à remplir des fonctions multiples. Par exemple, un récepteur de trafic peut avoir à capter aussi bien de la télégraphie que de la téléphonie, de la musique, des fac-similés, des émissions

à une seule bande latérale ou à porteuse supprimée. Pour ces fonctions diverses, la largeur de bande exigée des amplificateurs F. I. peut avoir des valeurs notablement différentes. Afin de s'adapter facilement à ces diverses largeurs de bande, on construit des amplificateurs à sélectivité variable. Pour la télégraphie, qui demande une bande passante extrêmement étroite, il est courant de faire appel à un filtre spécial, très sélectif, qui peut être mis en circuit à volonté.

La figure 13-4 montre diverses courbes de réponse d'un tel amplificateur. On peut les choisir à volonté au moyen d'un simple bouton de commande agissant sur des commutateurs. Sur les récepteurs de cette catégorie, on ajoute souvent aussi un réglage de sensibilité manuel agissant en haute fréquence et permettant d'obtenir une puissance de sortie constante sur une plus large gamme de tensions de signal. En général, on y trouve aussi un oscillateur de battement permettant de recevoir la télégraphie en ondes entretenues pures; la fréquence de l'oscillation peut être ajustée à volonté de manière à fournir la note de battement la plus agréable à l'opérateur. A la sortie de la détection existe généralement un appareil de mesure permettant d'apprécier la tension de signal en volts et en décibels.

Ces récepteurs extrêmement perfectionnés peuvent avoir une sensibilité supérieure à celle qui est nécessaire pour répondre aux données définies plus haut (paragraphe « coefficient de souffle ») et couvrent souvent une plage de fréquences très étendue, pouvant aller des gammes de radiodiffusion à des fréquences de 60 MHz et plus. Les cadrans d'accord sont gradués en fréquences avec une grande précision, et munis d'étaleurs de bandes permettant un réglage très fin. Les circuits d'entrée sont étudiés de manière à réduire le souffle le plus possible, et on trouve en outre dans certains appareils des dispositifs antiparasites. De tels récepteurs permettent donc de recevoir à peu près n'importe quoi, qu'il s'agisse de trafic maritime, de radiodiffusion ordinaire ou internationale sur ondes courtes, de télégraphie, d'émissions d'amateurs, etc.

Récepteurs multigammes.

L'usage des récepteurs couvrant des plages de fréquences très étendues, comme on vient de le dire, offre des avantages qui ne sont pas évidents à première vue. Par exemple, des communications entre navires et stations côtières peuvent s'effectuer avec succès sur des fréquences de 500 à 700 kHz à quelques centaines de kilomètres. Mais à de plus grandes distances, des fréquences de 5 à 20 MHz sont beaucoup plus satisfaisantes. La radiodiffusion s'effectue surtout entre 550 et 1600 kHz. Pour les émissions à longue distance des programmes de radiodiffusion internationaux, on emploie par contre des fréquences de 6 à 21 MHz.

Si un récepteur installé sur un navire doit servir à capter, selon les moments, toutes ces sortes d'émissions et de fréquences, il faut qu'il soit capable de couvrir plusieurs gammes. Un superhétérodyne se prête assez facilement à cela. Aucun changement ne doit être apporté aux sections moyenne fréquence et basse fréquence. Ce qu'il faut modifier, c'est la gamme de fréquences couverte par les circuits accordés précédant le changement de fréquence, et celle de l'oscillateur. Ces circuits sont le plus souvent au nombre de deux ou trois, savoir le circuit accordé d'antenne, celui de liaison entre haute fréquence et convertisseuse, et l'oscillateur — nombre qui se réduit à deux sur beaucoup de récepteurs de radiodiffusion. Le procédé classique consiste à avoir pour chaque gamme deux ou trois bobinages appropriés, et à les changer au moyen d'un commutateur — le bouton « gammes » d'un

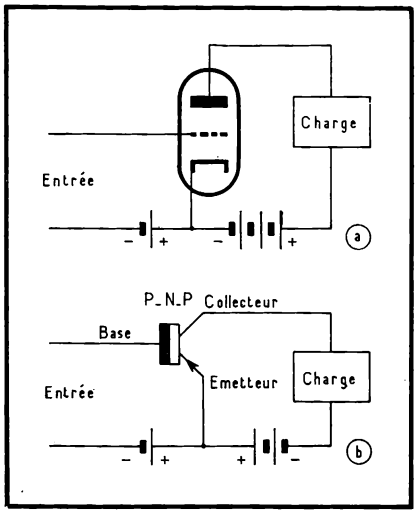


Fig. 13-5. — **Comparaison entre triode et transistor.**

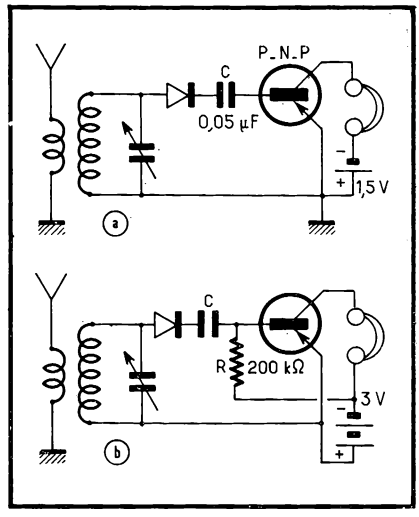


Fig. 13-6. — **Récepteurs simples à un transistor.**

récepteur ordinaire. Les mêmes condensateurs variables servent le plus souvent à toutes les gammes.

L'emploi de plusieurs jeux de bobinages pose quelques problèmes que l'on résout sans difficultés insurmontables. On emploie pour chaque gamme des condensateurs ajustables d'alignement accompagnant les bobinages et commutés avec eux. Cela permet en même temps de faire correspondre les repères des cadrans avec les fréquences. L'alignement s'effectue donc gamme par gamme sur une fréquence choisie, le reste de la gamme conservant approximativement un réglage suffisamment exact.

Récepteurs à transistors.

Les transistors s'adaptent très bien aux récepteurs de radio. Sous beaucoup de rapports, on peut dire qu'ils fournissent des résultats qui équivalent à ceux des lampes. La figure 13-5 représente deux étages d'amplification correspondants, l'un à lampe et l'autre à transistor. Un tel schéma peut fonctionner en haute ou basse fréquence, selon la constitution des circuits d'entrée et de sortie. L'émetteur est la source de particules chargées qui correspond à la cathode de la triode, mais il émet des lacunes ou « trous » positifs au lieu d'électrons. La base du transistor est polarisée de manière à gouverner le flux des particules, comme fait la grille de la lampe. Le collecteur correspond à l'anode, et fournit un courant de sortie qui traverse la charge de l'étage.

Dans le cas du transistor *p-n-p* que représente la figure, la base doit être alimentée à une tension positive par rapport à l'émetteur et au collecteur. La tension négative de base est faible par rapport à la tension de collecteur.

Quand il s'agit d'un transistor *n-p-n*, les polarités des sources sont inversées. L'impédance d'entrée d'un transistor est basse, de l'ordre de 600 Ω, alors que pour une lampe elle peut être d'un mégohm. Par contre, son impédance de sortie est élevée.

La figure 13-6 *a* représente un récepteur très simple faisant usage d'une

diode détectrice à cristal et d'un transistor en amplification basse fréquence. La haute fréquence modulée est redressée par la diode. L'impédance du condensateur de liaison C est pratiquement nulle en haute fréquence, mais elle est assez élevée en basse fréquence. Ce condensateur prend une charge variable avec l'enveloppe de l'onde modulée; cette charge fait varier la polarisation de base du transistor, et par conséquent commande le courant de collecteur, qui traverse les écouteurs. La polarité de la diode est telle que la tension de base soit toujours négative par rapport à l'émetteur. La figure 13-6 *b* donne un montage analogue, où la polarisation de base est fournie par une résistance R de 200 000 Ω.

Récepteur superhétérodyne à transistors.

Pour les récepteurs de radio, les transistors offrent divers avantages par rapport aux lampes. Ils sont très petits, à peu près indifférents aux chocs et vibrations, qui avec les lampes produisent des tensions parasites microphoniques et peuvent les endommager. Les transistors ne demandent pas d'alimentation de filaments, dissipent peu d'énergie en chaleur, et peuvent généralement être alimentés par des piles à basse tension. Ces caractéristiques en rendent l'emploi particulièrement commode pour les récepteurs portatifs. La figure 13-7 est le schéma d'un tel récepteur.

L'antenne qu'emploie ce récepteur est un bâtonnet de ferrite à haute perméabilité magnétique, d'environ vingt centimètres de long, sur lequel est bobiné un enroulement accordé par un condensateur variable. La haute perméabilité fait qu'on obtient la résonance avec un petit nombre de spires de fil. On emploie beaucoup aujourd'hui de tels matériaux magnétiques, soit des ferrites, soit des noyaux composés de fer pulvérisé aggloméré avec un liant isolant. La concentration du champ magnétique qu'ils permettent donne la possibilité de réaliser des bobinages de volume extrêmement réduit (par exemple des transformateurs F. I.) et, en outre, on peut par leur intermédiaire faire varier l'inductance d'un bobinage, et par conséquent modifier la fréquence de résonance d'un circuit accordé. Dans les récepteurs portatifs, les collecteurs d'ondes formés d'un bobinage à noyau de ferrite ou de fer pulvérisé aggloméré ont une dimension aussi grande que permet le boîtier du récepteur, afin d'intercepter une portion étendue du champ électromagnétique. Une telle « antenne » a, en général, une longueur maximum de 30 cm et un diamètre de l'ordre de 25 mm au plus. Les granules de fer pulvérisé ont des dimensions de l'ordre de 10 μm. Le schéma figure 13-7 montre que l'antenne est accordée au moyen du condensateur variable C_A, dont la capacité est de 200 $\mu\mu$F au maximum. Le circuit accordé qu'elle constitue ainsi est couplé à la base du premier transistor par un enroulement de couplage également bobiné sur le bâtonnet de ferrite, pour former un transformateur à rapport abaisseur, adaptant l'impédance élevée du circuit accordé à l'impédance d'entrée, beaucoup plus basse, du transistor.

Celui-ci accomplit deux fonctions : il est à la fois oscillateur et mélangeur, et réalise donc seul la conversion de fréquence. Le circuit oscillateur fonctionne en « base à la masse ». Le couplage réactif a lieu entre émetteur et collecteur, au moyen du transformateur T_1. Par suite du temps de transit des courants porteurs circulant dans le transistor, entre émetteur et collecteur, la tension renvoyée du collecteur à l'émetteur est en retard, ce qui produit un décalage de phase susceptible d'empêcher l'entretien des oscillations. Pour corriger ce défaut, on insère entre base et masse le condensateur C_A, lequel introduit une réactance capacitive qui le compense en créant un déphasage inverse, où le courant est en avance sur la tension.

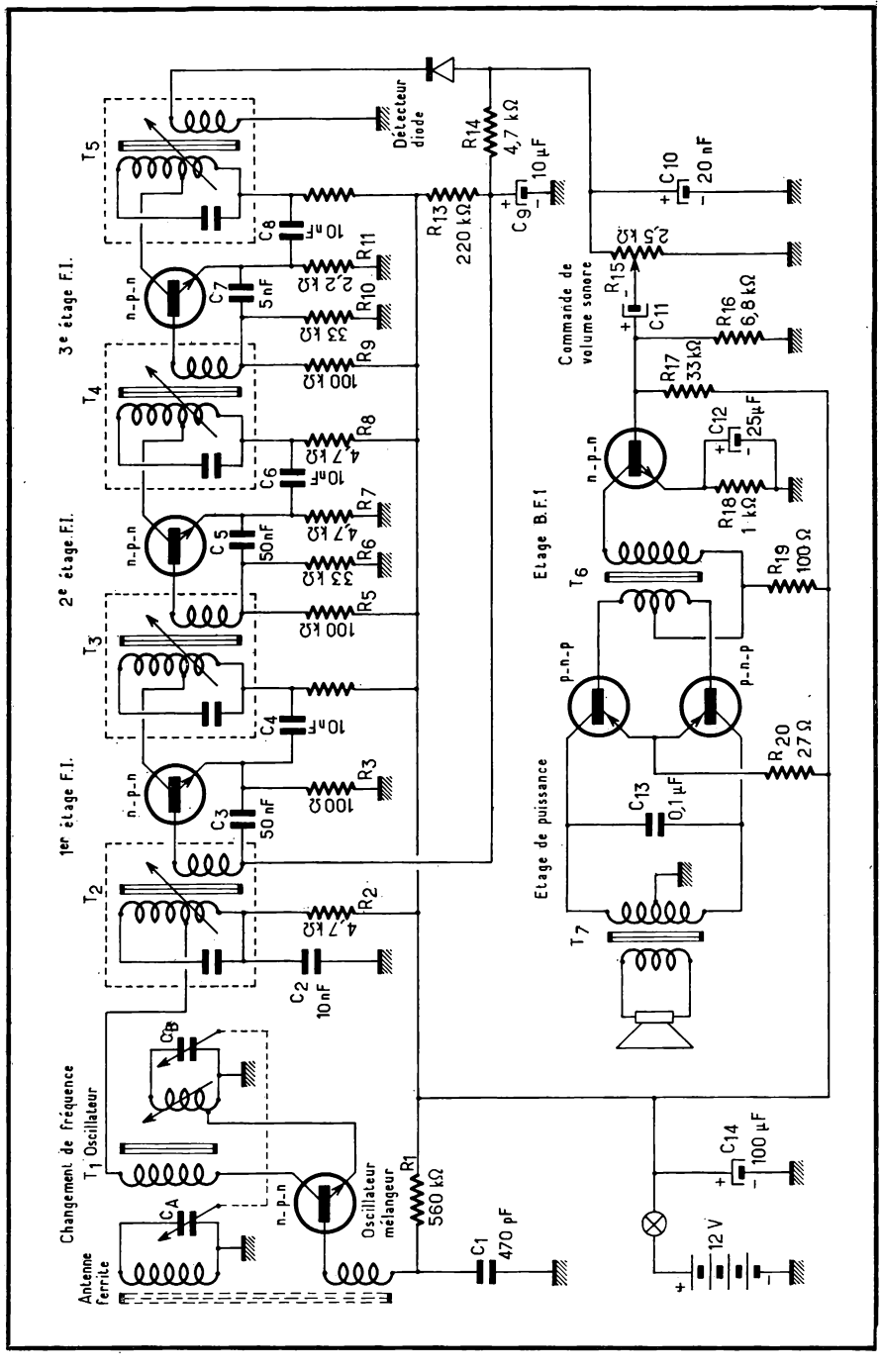


Fig. 13-7. — Récepteur portatif à transistors.

Le produit de la conversion est appliqué au premier transformateur F. I., accordé sur la fréquence de 455 kHz. L'amplification F. I. est procurée par trois étages équipés de transistors *n-p-n*, ayant chacun un gain de 10, d'où une amplification de tension de 1000 pour l'ensemble. Les transformateurs F. I. sont à Q élevé, et seuls les primaires sont accordés, les secondaires étant aussi des enroulements adaptateurs d'impédance procurant un rapport abaisseur. En effet, l'impédance d'entrée des transistors est de 500 Ω. Bien que l'impédance de sortie soit beaucoup plus élevée (10 000 Ω) elle est encore insuffisante pour être couplée directement à celle des circuits accordés. C'est pourquoi les collecteurs sont reliés à des prises. Dans ce montage, le couplage réactif dû à la capacité interne des transistors n'a pas été jugé assez élevé pour nécessiter une neutralisation des étages. Néanmoins, il ne faudrait pas considérer cette capacité comme un facteur négligeable. Elle peut dans certains cas être assez élevée pour causer une oscillation de l'étage, tout comme dans les amplificateurs à lampes.

Une commande automatique de sensibilité a été prévue dans ce récepteur. Elle est appliquée à la base du premier transistor de l'amplificateur F. I. La tension de commande est négative, et en réduisant le courant de collecteur, elle réduit le gain d'une manière correspondante. Elle est prélevée sur le circuit de détection par l'intermédiaire de R_{14} et C_9. Le coefficient d'efficacité de la C. A. S. ainsi réalisée est de 36 dB.

Les circuits de collecteurs sont découplés de la batterie d'alimentation par des cellules RC ($R_2 C_2$, $R_4 C_4$, etc.). Les polarisations de bases sont obtenues par des diviseurs de tension aux bornes de cette batterie, qui est de 12 V. On voit qu'un courant doit circuler à travers chaque diviseur, composé de deux résistances en série, et qu'en choisissant des valeurs de résistances convenables, on peut obtenir une fraction quelconque des 12 V pour la polarisation.

La détection est effectuée par une diode à pointe, au germanium, qui a comme résistance de charge le potentiomètre de 2500 Ω servant à la commande de puissance B. F. C_{10} est le condensateur associé, qui élimine la composante à fréquence intermédiaire. La tension à basse fréquence prélevée par le curseur est appliquée à la base du transistor basse fréquence d'entrée à travers le condensateur C_{11}. La tension de base de cet étage est fixée par le diviseur de tension R_{16} R_{17}. La sortie s'effectue sur un transformateur de liaison, qui fournit au collecteur une impédance de charge de 25 000 Ω. Le transformateur est un modèle destiné à l'attaque d'un étage push-pull. Celui-ci comporte deux transistors *p-n-p* en émetteurs à la masse. La résistance R_{19} permet d'appliquer une faible polarisation directe aux bases et apporte une réduction de distorsion.

Ce récepteur donne une puissance de sortie de 50 mW (chiffre standard pour les récepteurs portatifs) quand l'antenne ferrite se trouve dans un champ de 450 μV par mètre à 1000 kHz. En ce qui concerne la sélectivité, l'atténuation est de 100 : 1 quand l'écart est de 10 kHz de part et d'autre de la fréquence porteuse. La réjection de la fréquence image est de 200 : 1, et environ de 100 pour les signaux à 455 kHz. On observera que ce récepteur ne nécessite comme alimentation qu'une seule batterie de 12 V.

Réglage silencieux.

Quand un récepteur est accordé sur un émetteur, la C. A. S. réduit sa sensibilité jusqu'à l'obtention d'un niveau sonore normal. Mais entre les stations, ce dispositif n'agit pas, puisque aucune porteuse n'est présente, et si le récepteur est très sensible, les parasites seront très bruyants et très désagréables pour l'opérateur. Pour éviter cet inconvénient, on monte parfois

sur ces appareils un dispositif dit « réglage silencieux » dont la figure 13-8 donne un exemple (il en existe d'assez nombreux schémas). La sortie est celle d'une détection diode normale, et le premier étage basse fréquence est également de type classique, à part son circuit de polarisation. On remar-

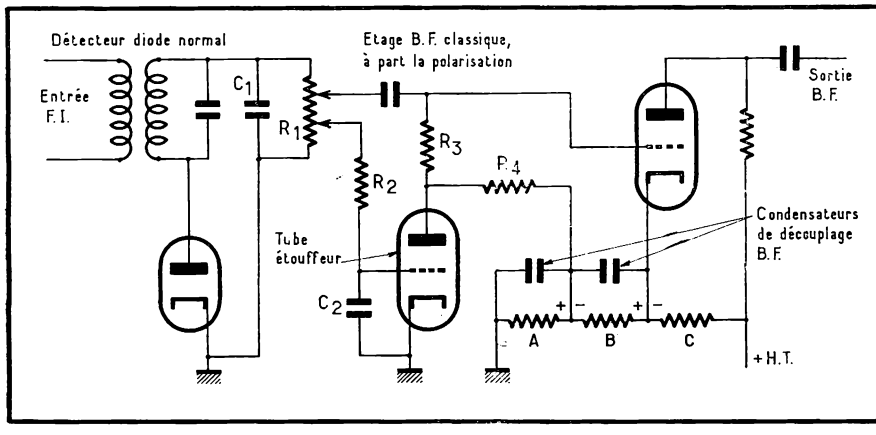


Fig. 13-8. — Circuit de réglage silencieux.

quera que celle-ci est fournie par un diviseur de tension formé des résistances A, B, C. Supposons que l'on supprime momentanément la triode d'en bas, qui est la « lampe de silence ». A ce moment, la lampe B. F. ne reçoit comme polarisation de grille que la chute de tension aux bornes de la résistance B, qui se trouve entre cathode et retour de grille, et qui est sa tension de polarisation normale. Elle amplifiera donc le signal B. F. comme un étage ordinaire. Mais sa tension de cathode par rapport à la masse, à cause du supplément dû à la résistance A, est assez élevée, si l'on mettait la grille à la masse, pour l'amener au point de coupure du courant de plaque. A ce moment, la lampe serait bloquée, et le récepteur complètement muet. Remettons maintenant en place la lampe de silence, et voyons ce qui va se passer. Aux bornes du potentiomètre R_1 apparaît une tension chaque fois qu'une porteuse est détectée, tension négative par rapport à la masse. Or, la lampe de silence reçoit une portion de cette tension, et cette portion est réglée de telle sorte que dès qu'une porteuse est détectée, cette lampe se bloque en arrivant elle-même au point de coupure. Il en résulte que quand un signal est présent, cette lampe est mise automatiquement hors circuit, et que l'amplificatrice B. F. fonctionne normalement. Mais quand aucun signal n'est détecté, la lampe de silence ne reçoit aucune tension sur sa grille, et comme elle n'a pas de polarisation, sa résistance interne tombe à une valeur très faible, mettant pratiquement à la masse le point commun des résistances R_3 R_4, et par suite la grille de la triode amplificatrice. Celle-ci est alors bloquée par la forte polarisation due à la résistance A. Le récepteur est rendu muet, on n'entend ni bruit de fond ni parasites.

Système " diversité ".

Pour les communications à très longues distances, on emploie couramment des fréquences de porteuses de 5 à 25 MHz environ. Comme on le verra dans le chapitre XIX, la propagation de ces ondes à longue distance s'effectue par des réflexions dans l'ionosphère. Mais les caractéristiques de ce « réflec-

teur » sont assez variables, ainsi, par conséquent, que la propagation. Il en résulte des phénomènes d'évanouissement (fading) qui font que par moments l'onde porteuse peut disparaître, coupant toute communication. Cela peut provenir notamment de ce que les ondes suivent divers parcours, ce qui fait que plusieurs composantes de phases et d'amplitudes diverses arrivent au récepteur, s'ajoutant les unes aux autres ou se retranchant jusqu'à s'annuler mutuellement. Du fait que les intensités de réception peuvent être très différentes en des lieux peu éloignés les uns des autres, et que si la réception est nulle à un endroit, elle peut être bonne à quelques kilomètres, il suffit de disposer d'un certain nombre de stations de réception communiquant entre elles pour assurer une liaison beaucoup plus stable en passant d'un récepteur à l'autre selon les conditions instantanées de propagation. Une telle disposition est très utile pour les liaisons télégraphiques ou les téléscripteurs. C'est le procédé désigné du nom de « space diversity reception ».

On a constaté expérimentalement que trois antennes disposées aux angles d'un triangle de 300 à 500 mètres de côté pouvaient être suffisantes. Ces antennes sont reliées chacune à un récepteur superhétérodyne. Les trois récepteurs sont accordés sur la même fréquence, et sont indépendants jusqu'à la sortie. A ce point, des circuits de sélection électroniques choisissent la réception la plus satisfaisante. La sûreté de la communication est ainsi beaucoup mieux assurée. Dans certaines grandes stations de réception, on trouve de nombreux ensembles de ce genre, parfois plusieurs dizaines. Le procédé est moins satisfaisant pour la téléphonie, parce que l'effet d'évanouissement dit « fading sélectif » cause des distorsions considérables du son.

Ce dernier type de perturbation provient de ce que les phénomènes auxquels est soumise la propagation sont bien plus complexes que ne peut le faire penser l'aperçu donné plus haut. Dans une liaison téléphonique à longue distance, que l'on transmette la porteuse et les bandes latérales ou celles-ci seulement, il peut y avoir, comme on l'a dit, plusieurs trajets de longueurs différentes entre l'émetteur et le récepteur, et quand deux ou plusieurs signaux parviennent à celui-ci, signaux dont les phases et les amplitudes ne sont pas les mêmes, non seulement les perturbations affectent la porteuse, mais aussi les bandes latérales, et non toujours de la même manière. L'ensemble qui en résulte n'est donc pas affecté simplement de variations d'amplitude du signal à haute fréquence, il peut être aussi modifié quant aux phases et aux amplitudes des bandes latérales et de certaines fréquences que contiennent celles-ci. La porteuse peut avoir son amplitude atténuée par rapport à celle des bandes latérales, ce qui produit le même effet qu'une forte surmodulation, et cause par suite une distorsion qui peut être très importante. C'est ce dernier effet en particulier qui reçoit surtout l'appellation de « fading sélectif ». On l'observe souvent lors de la réception nocturne de stations éloignées de quelques centaines de kilomètres, quand l'onde de sol et l'onde réfléchie se mélangent du fait qu'on les capte simultanément.

Exemple de récepteur de télégraphie commerciale.

Chacun des trois canaux d'un groupe « diversité » est équipé d'un récepteur superhétérodyne à triple ou quadruple changement de fréquence conçu pour donner les résultats les plus poussés, et souvent construit « sur mesures » en vue du genre de fonctions auquel il est affecté. La figure 13-9 montre le schéma-blocs d'un tel récepteur, où beaucoup de détails sont omis pour la simplification. Il suffit ici de comprendre le principe de fonctionnement.

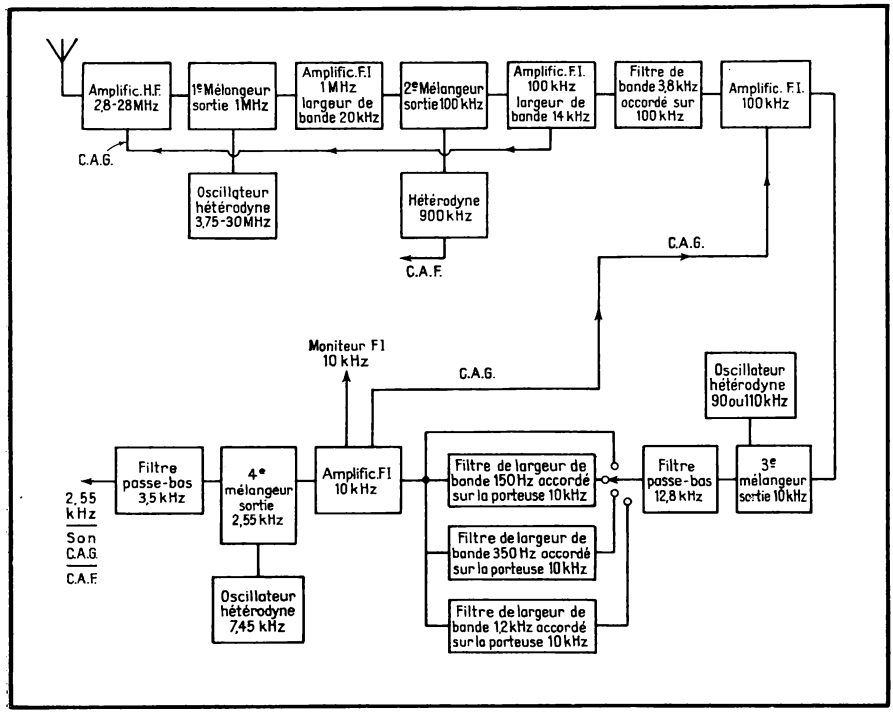


Fig. 13-9. — Récepteur de télégraphie commerciale.

1. Le signal d'entrée est amplifié par un étage haute fréquence. Pour obtenir le rendement optimum, les fréquences sont divisées en deux gammes, de 2,8 à 9 MHz et de 9 à 28 MHz.

2. Par changement de fréquence, le signal est amené à 1 MHz et amplifié par un premier amplificateur F. I. à bande passante de 20 kHz, centré sur 1 MHz.

3. Par un second changement de fréquence, on obtient une nouvelle fréquence intermédiaire de 100 kHz. L'amplificateur, centré sur cette fréquence, a une bande passante de 14 kHz.

4. Un filtre de bande centré sur 100 kHz réduit la bande passante à 3,8 kHz. Suit une nouvelle amplification.

5. Par un troisième changement de fréquence, on passe de 100 kHz à 10 kHz. Un filtre élimine toute fréquence latérale susceptible de dépasser 2,8 kHz.

6. Par commutation de filtres, on peut choisir parmi quatre largeurs de bande selon le genre de réception à effectuer. Le filtre à bande très étroite (150 Hz) convient à la télégraphie à 75 mots par minute par coupure de la porteuse. Pour 150 mots par minute ou multiplex 2 canaux, le filtre à bande de 300 Hz sera employé, les bandes latérales étant plus étendues. Pour 300 mots par minute ou multiplex 4 canaux ou plus, on emploiera le filtre à bande de 1200 Hz. Pour les fonctions nécessitant une bande passante plus large, la quatrième position élimine les filtres.

7. Un dernier changement de fréquence amène la F. I. de 10 kHz à 2550 Hz, fréquence qui peut être employée pour la télégraphie à décalage de porteuse.

Le coefficient de souffle de ce récepteur est de 6 dB à 28 MHz, ce qui est excellent. La réjection de la fréquence image à 28 MHz est de 1/100 000. La réception de la téléphonie n'est pas prévue, mais l'adaptation peut s'effectuer facilement.

Il existe en réalité trois récepteurs groupés pour le système « diversité ». A ces trois récepteurs, les oscillateurs et les circuits de C. A. S. sont communs.

Un récepteur de ce genre peut être adapté à la réception à bande latérale unique et porteuse supprimée par l'addition d'une « porteuse locale » à la fréquence voulue, éventuellement dérivée d'un des oscillateurs de changement de fréquence existants, et d'un détecteur classique. La porteuse locale peut être introduite dans l'un quelconque des amplificateurs F. I., et le détecteur placé à la suite. Dans ce cas, la bande passante doit être au moins de 3 kHz pour respecter les fréquences de la bande latérale unique.

CHAPITRE XIV

MODULATION DE FRÉQUENCE (F. M.)

Principes généraux.

La modulation de fréquence (F. M.) a été créée dans le but d'améliorer le rapport signal/bruit de fond des liaisons radio-électriques, et de permettre la transmission d'une bande de fréquences acoustiques plus étendue qu'il n'est possible avec la modulation d'amplitude classique dans les gammes de radiodiffusion. Dans tous les types d'émission faisant usage d'une onde porteuse pour transmettre de la musique, des paroles ou tout autre signal, ce signal est incorporé à la porteuse par une modification de celle-ci. On a déjà discuté dans le détail les procédés appliqués en modulation d'amplitude. Le présent chapitre examine une autre manière de modifier une onde porteuse consistant à changer la fréquence (ou la phase) de cette dernière proportionnellement aux variations d'un signal. La mesure de ce changement dépend de l'amplitude de l'onde représentant le signal à transmettre.

La différence fondamentale entre modulation d'amplitude et modulation de fréquence a été définie dans le chapitre X et illustrée par la figure 10-1.

En termes de modulation de fréquence, un accroissement du taux de modulation représente une plus grande largeur de la bande occupée par l'émission. Si ce processus est poussé trop loin, l'émetteur empiétera sur les canaux assignés aux émetteurs voisins, et il en résultera un brouillage. C'est pourquoi l'excursion de fréquence maximum est fixée par les règlements. Pour la radiodiffusion en modulation de fréquence, la largeur d'un canal est fixée à 200 kHz, ce qui représente 100 kHz de part et d'autre de la fréquence nominale de la porteuse, c'est-à-dire du centre du canal. En pratique, la modulation n'est jamais poussée jusqu'à couvrir ces 200 kHz, mais occupe en tout 150 kHz, soit une excursion de fréquence de 75 kHz de part et d'autre de la fréquence centrale. En télévision, lorsque le son est transmis en modulation de fréquence, l'excursion est de plus ou moins 25 kHz par rapport à la fréquence nominale. Cette réduction rend l'accord des récepteurs moins délicat à effectuer.

L'index de modulation est défini par l'excursion de fréquence divisée par la fréquence du signal de modulation à basse fréquence quand tous deux sont des ondes sinusoïdales. La déviation de fréquence est la plus grande différence instantanée qui peut exister entre la fréquence de modulation et celle de la porteuse. Par exemple, si la déviation de fréquence est de 75 kHz et la fréquence du son transmis de 15 000 p/s (15 kHz), l'index de modulation est de 75/15 = 5. Ce rapport entre la plus élevée des basses fréquences transmises et l'excursion de fréquence limite est aussi nommé rapport de déviation. Si l'on émet à pleine profondeur de modulation une fréquence de 1500 p/s (1,5 kHz) l'index de modulation est de 75/1,5 = 50, soit dix fois plus. Pour une fréquence de 150 p/s (0,15 kHz) l'index est de 500, etc. Il est donc inversement proportionnel à la fréquence du signal de modulation, pour une même intensité de celui-ci.

L'index de modulation varie également avec la puissance du son. Quand celle-ci est à son maximum, dans l'exemple ci-dessus, la déviation ou excursion de fréquence est de 75 kHz; si la puissance du son tombe de moitié, la déviation de fréquence diminue de même, et pour un signal B. F. de 15 kHz, on a donc 37,5/15 = 2,5. Quand aucun son ne parvient au microphone, la déviation de fréquence est nulle; aucun son n'est extrait, par le récepteur,

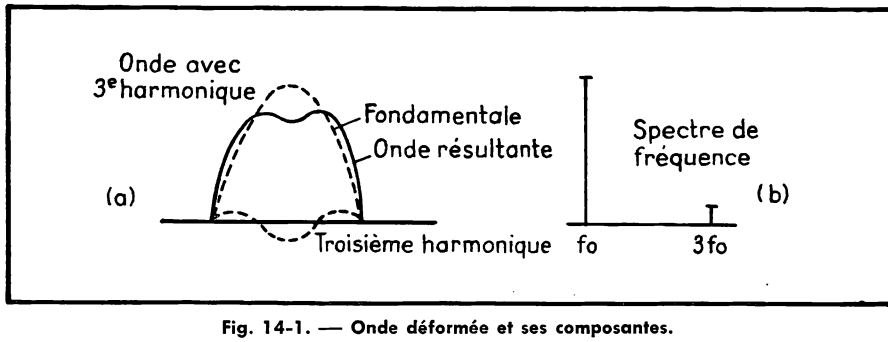


Fig. 14-1. — Onde déformée et ses composantes.

de l'onde qui lui parvient. En résumé, quelle que soit la fréquence du signal de modulation, l'index de modulation varie en raison directe du niveau du signal — c'est-à-dire de la tension à basse fréquence, — et pour un niveau de signal quelconque, l'index varie à l'inverse de la fréquence du signal. Ces deux effets peuvent se produire simultanément.

Dans les circuits à basse fréquence, des éléments correcteurs sont insérés de manière à relever le niveau des fréquences acoustiques les plus élevées. Ce processus se nomme pré-emphase, et tend à égaliser l'index de modulation et à réduire le bruit de fond à la réception.

Si l'index de modulation ne varie pas à l'inverse des fréquences acoustiques, mais au contraire demeure constant (pour un niveau sonore donné) la modulation reçoit le nom de modulation de phase. Pour une fréquence de modulation unique, il est impossible de distinguer l'un de l'autre les deux types de modulation. Un modulateur de phase est employé dans certains émetteurs F. M. avec un intégrateur (fig. 8-4 *a*) et le produit de ce processus est une modulation de fréquence.

Toute onde qui n'est pas une sinusoïde pure peut être réduite par l'analyse à des composantes sinusoïdales de diverses fréquences. La figure 14-1 *a* montre que l'onde au sommet aplati (tracée en trait continu) peut être considérée comme formée d'une onde sinusoïdale de même fréquence à laquelle se superpose une onde de fréquence triple (harmonique 3)

de petite amplitude. (Les composantes sont tracées en trait interrompu.) Cette onde peut également être représentée par un spectre de fréquences selon la figure 14-1 *b*. La hauteur des lignes représente les amplitudes relatives des composantes, et leur distance horizontale représente leur écart en fréquence. Ici, l'amplitude de l'harmonique 3 est un cinquième de la fondamentale et leur distance est $2 f_o$, où f_o représente la fréquence fondamentale (la plus basse).

Dans la modulation de fréquence, l'onde est alternativement étendue et comprimée, de sorte que la forme de chaque alternance n'est plus sinusoïdale,

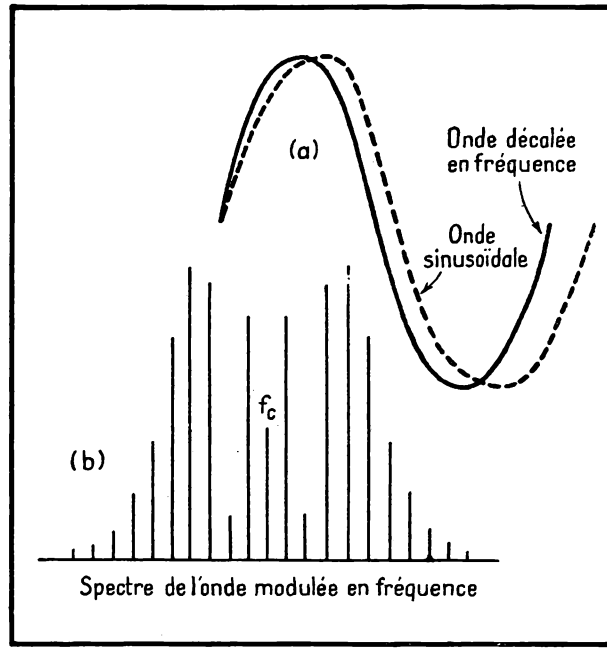


Fig. 14-2. — Onde déformée et spectre d'une onde modulée en fréquence.

mais plus large ou plus étroite qu'elle ne serait en l'absence de modulation. La figure 14-2 *a* montre une période ainsi comprimée, et la figure 14-2 *b* montre le résultat de l'analyse mathématique d'une onde modulée en fréquence, répartie en ses diverses composantes avec leurs amplitudes relatives sur un spectre de fréquences. L'analyse en question nécessite l'emploi des fonctions de Bessel, sur lesquelles nous ne pouvons nous étendre ici. La ligne centrale marquée f_o indique la fréquence nominale, et sa hauteur marque l'amplitude que cette composante possède dans les conditions indiquées. Les autres lignes dénotent la présence des fréquences latérales (voir chapitre X). En modulation de fréquence, elles sont nombreuses pour chaque composante du signal, alors qu'en modulation d'amplitude elles n'étaient que deux. Pour un fort index de modulation, le nombre des fréquences latérales importantes est plus grand que pour un petit index. Les exemples cités montrent que pour de basses fréquences acoustiques l'index est grand, et vice versa. Les fréquences latérales sont écartées de la fréquence centrale d'intervalles proportionnels aux composantes à basse fréquence; autrement dit, chaque fréquence latérale produite pour une onde B. F. à 100 Hz est séparée de sa plus proche voisine d'un intervalle de 100 Hz. Dans le cas d'un onde à 1000 Hz, les fréquences latérales sont distantes de 1000 Hz, etc. Quand il y a un grand

nombre de fréquences latérales importantes, elles sont plus rapprochées de la fréquence centrale que lorsque l'index de modulation est petit, avec un petit nombre de fréquences latérales écartées. En général l'amplitude des fréquences latérales décroît à mesure qu'elles s'écartent de la fréquence centrale, et cette amplitude devient négligeable au-delà de la déviation maximum. Il en résulte que l'émetteur ne déborde pas de son canal et ne perturbe pas les canaux voisins.

Le bruit de fond à la sortie d'un récepteur peut être défini en gros comme formé de sons qui n'existaient pas à l'émission. En termes de communications commerciales, on y inclut tout ce qui perturbe l'intelligibilité du message reçu. Comme on l'a vu par ailleurs, les bruits parasites en question proviennent des perturbations électriques de l'atmosphère comme la foudre, des orages magnétiques, des appareils de diathermie, des interférences causées par d'autres émetteurs, etc., en passant par l'agitation thermique des électrons dans les éléments du récepteur lui-même. Ces perturbations sont assimilables à des signaux radio-électriques par leur nature, mais apparaissent à toutes les fréquences et ne peuvent donc pas être éliminées par les dispositifs d'accord.

Pour obvier aux effets du bruit de fond, il faut évidemment que le récepteur soit capable de séparer le signal désiré de ce bruit. Quelques-unes des méthodes employées à cette fin consistent dans l'augmentation des puissances d'émission, du taux de modulation, l'accroissement de la sélectivité des circuits récepteurs, l'emploi d'antennes directionnelles. Toutes ces méthodes entraînent des inconvénients.

En modulation d'amplitude les signaux perturbateurs ou le bruit de fond proprement dit s'additionnent au signal désiré, et la gêne peut être notable même si l'amplitude des perturbations n'est pas supérieure à 1 % de celle du signal. Autrement dit, les perturbations sont du domaine des variations d'amplitude. Il en résulte qu'en modulation de fréquence — et cela a été démontré par la théorie comme par la pratique — l'ennui qu'elles causent est beaucoup moindre, car le produit de l'addition du signal désiré et du perturbateur est d'une tout autre nature. L'addition des deux signaux dans ce cas, lorsque l'index de modulation du signal désiré est de valeur assez élevée, et que le signal perturbateur représente moins de *la moitié* de l'amplitude du signal désiré, ne produit pratiquement aucun effet notable à la réception, ce qui constitue une amélioration très grande comparativement à la modulation d'amplitude. Quand le brouillage est causé par un émetteur occupant le même canal, le plus puissant des deux signaux peut éliminer complètement l'autre possédant la même fréquence centrale (effet de captation); c'est en général un avantage, mais cela peut parfois être un inconvénient.

La figure 14-3 permet d'expliquer la réduction du bruit de fond procurée par la modulation de fréquence. La surface hachurée (fig. 14-3 *a*) représente la combinaison du bruit de fond et du signal jusqu'à la plus haute fréquence transmise, chiffrée ici à 15 kHz. Le bruit de fond est réparti sur la totalité de cette bande de fréquences et pénètre dans le récepteur aussi aisément que le signal utile, de sorte qu'on l'entend en même temps dans le haut-parleur. La bande passante est supposée de 30 kHz, soit, comme dans le cas d'un récepteur classique pour modulation d'amplitude, le double de la plus élevée des fréquences transmises. Cette bande passante, on le sait, n'est pas réalisable dans les gammes de radiodiffusion. Les fréquences excédant cette bande passante ne traversent pas l'amplificateur F. I., et sont donc éliminées.

L'amplificateur F. I. d'un récepteur pour modulation de fréquence a une bande passante bien plus large, s'élevant idéalement à 150 kHz. Néanmoins, du fait que l'index de modulation est très élevé aux plus basses fréquences acoustiques transmises (au voisinage de la fréquence centrale f_o, fig. 14-3 *b*),

le bruit de fond est réduit dans cette partie du spectre. Quand les fréquences transmises augmentent, l'index de modulation diminue, et la discrimination à l'égard du bruit de fond est moindre, comme l'indique la portion triangulaire du diagramme. A la limite supérieure de la bande passante (± 75 kHz) le bruit de fond a le même effet que dans un système à modulation d'amplitude. L'amplificateur B. F. transmet et amplifie les composantes jusqu'à 15 kHz, et à l'intérieur de cette bande de fréquences, le niveau du bruit de

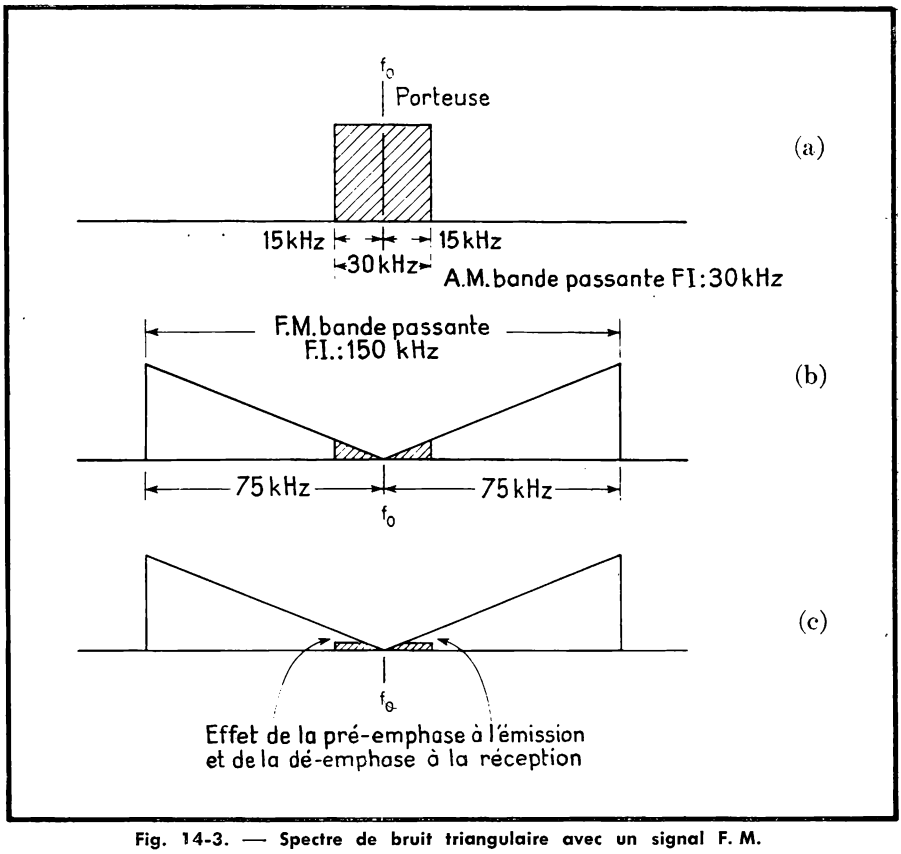


Fig. 14-3. — Spectre de bruit triangulaire avec un signal F. M.

fond est peu élevé, comme le montre la partie hachurée du diagramme. L'amélioration du rapport signal/bruit d'un système par rapport à l'autre peut s'élever jusqu'à 20 dB. Le circuit de dé-emphase procure une amélioration supplémentaire, comme l'indique la figure 14-3 *c*, en réduisant conjointement l'amplitude du signal et celle du bruit de fond dans le récepteur. Comme les fréquences élevées ont été suramplifiées à l'émission, les composantes du bruit de fond sont proportionnellement plus atténuées que le signal utile, ce qui améliore le rapport signal/bruit.

Autres facteurs des systèmes à modulation de fréquence

Les seules parties du spectre radio-électrique où il est possible de disposer de bandes passantes assez larges, de l'ordre de 200 kHz, sont situées dans sa portion V. H. F. — soit, pour la modulation de fréquence, 88 à

108 MHz. Du fait qu'à de telles fréquences la portée peut être de une à trois fois la distance de l'antenne d'émission à l'horizon visible (soit le plus souvent une distance de l'ordre de 150 km au maximum), on comprend qu'il soit possible d'attribuer le même canal à des émetteurs distants d'environ 350 km sans qu'ils risquent de se brouiller mutuellement. Ces mêmes fréquences peuvent en outre être également attribuées à des services locaux, ne disposant que de faibles puissances d'émission, et beaucoup moins éloignés les uns des autres. Néanmoins, l'effet de captation peut alors être gênant, car une porteuse puissante peut masquer l'émission d'une de ces stations.

Lorsque deux émetteurs modulés en amplitude opèrent sur des fréquences de porteuses très voisines, et qu'un récepteur capte en même temps ces deux porteuses, un sifflement d'interférence se produit, qui peut perturber l'émission qu'on désire recevoir jusqu'à la rendre inaudible, alors même que le perturbateur est situé à une grande distance (parfois 1500 km ou plus), ou n'a qu'une faible puissance; donc dans tous les cas, même avec un signal faible par rapport à celui de la station reçue. Dans le cas de la modulation de fréquence, de telles interférences sont limitées par la faible portée des émissions, et en outre, si elles se produisent, éliminées par captation au profit de la porteuse la plus puissante.

En radiodiffusion classique, la faible largeur de canal disponible a toujours empêché la transmission des fréquences acoustiques élevées qui donnent à la parole et à la musique leur brillant et leur vivacité. En modulation de fréquence, la haute fidélité est possible puisqu'on transmet jusqu'à 15 000 Hz, c'est-à-dire presque la limite des fréquences audibles.

En modulation d'amplitude, quand un émetteur est modulé à 100 % la puissance de sortie est d'environ 50 % plus élevée que lorsqu'il n'y a pas de modulation, et parfois se produisent des pointes où la puissance est quadruplée par rapport à celle de la porteuse non modulée. Ce supplément de puissance à haute fréquence doit être fourni par des variations du rendement d'étages amplificateurs H. F. linéaires, ou par un étage modulateur B. F. à niveau élevé. Dans les émetteurs à grande puissance, cela soulève des difficultés techniques considérables. Par contre, en modulation de fréquence, le modulateur peut être équipé d'un simple tube de réception, et l'étage de sortie peut être un étage à haut rendement, travaillant en classe C, et fournissant à l'antenne une puissance constante. Les variations de la modulation ne font que modifier la répartition de la puissance entre la porteuse et les bandes latérales.

Du fait de la réduction de bruit de fond et de la haute fidélité qu'elle permet, ainsi que de la réduction des brouillages par sa faible portée, la modulation de fréquence est souvent employée dans les relais à haute fréquence qui remplacent les liaisons par fil pour la retransmission des programmes de radiodiffusion. En outre, dans d'autres domaines, de tels relais permettent le multiplex — par exemple la combinaison de téléphonie et de fac-similés, la transmission de deux canaux son pour la stéréophonie, la transmission simultanée des signaux vidéo et son de la télévision. (Dans ce dernier cas, le signal vidéo est transmis en modulation d'amplitude.)

Emploi de la F. M. dans les liaisons commerciales.

Quand il s'agit par exemple de communications téléphoniques, la qualité de la reproduction sonore est un facteur d'importance secondaire. On peut limiter les fréquences transmises à une bande de 250 à 3000 Hz environ qui donne une intelligibilité suffisante. Cette réduction permet à son tour une réduction importante de la déviation de fréquence, dont il résulte que la

largeur de canal nécessaire à ce genre de fonctions est beaucoup moindre que dans le cas d'émissions à haute fidélité, ce qui permet un plus grand nombre d'émetteurs dans une zone de peu d'étendue. Le taux de déviation peut quand même être assez élevé pour conserver les avantages de la modulation de fréquence en ce qui concerne la réduction du bruit de fond. Une fréquence maximum de 3000 Hz et un rapport de déviation de 5 signifie une excursion de fréquence de 15 kHz seulement de part et d'autre de la porteuse, soit une largeur de canal de 30 kHz. En fait, l'expérience a démontré qu'à la limite de portée utile des signaux à modulation de fréquence employés pour les services d'urgence, il est préférable d'employer un faible rapport de déviation qui permet de réduire encore la largeur de canal.

La sensibilité utile de tout récepteur est limitée par le bruit de fond. Or, du fait qu'ils ont en général un excellent rapport signal/bruit, les récepteurs pour F. M. conviennent aux liaisons commerciales. D'autre part, il est important que ces récepteurs aient un gain élevé pour tirer le meilleur parti de l'étage limiteur (dont il sera question ci-après) dans le cas où un limiteur est prévu. Lorsque aucune porteuse ne parvient au récepteur, celui-ci peut être impressionné par tout parasite atmosphérique ou autre, de sorte que sa large bande et sa grande amplification le rendent plus bruyant qu'un récepteur pour modulation d'amplitude de type équivalent. Pour les liaisons commerciales, où la porteuse n'est émise que lorsqu'il y a des messages à transmettre, le bruit continuel est fatigant pour l'opérateur : il y a donc lieu de prévoir un dispositif de silence efficace, évitant que les parasites ne soient transmis au haut-parleur en l'absence de toute porteuse.

Un système dit « F. M. - F. M. » est appliqué aux télémesures des trajectoires de fusées et d'avions sans pilote, ainsi qu'à d'autres emplois similaires. Un tube oscillateur fonctionnant à une fréquence assez basse (parfois dans la gamme des fréquences audibles) a sa fréquence commandée sur une gamme de variation restreinte par un élément barométrique analogue à la capsule d'un baromètre anéroïde. Une augmentation de pression atmosphérique élèvera (par exemple) la fréquence d'oscillation, tandis qu'une diminution de pression l'abaissera. C'est là une sorte de modulation de fréquence correspondant aux variations de la pression ambiante. A son tour, cette oscillation à fréquence variable servira à moduler en fréquence la porteuse d'un émetteur à haute fréquence, d'où l'appellation « F. M. - F. M. ». Par l'emploi d'éléments sensibles appropriés, il est possible de transmettre de la sorte d'autres données telles que le degré d'humidité, l'accélération, etc., qui seront enregistrées par une station de réception au sol.

Emetteurs à modulation de fréquence.

Beaucoup de circuits d'un émetteur à modulation de fréquence sont semblables à ceux d'un émetteur à modulation d'amplitude. Nous examinerons ici ceux qui sont particuliers à ce procédé.

Deux procédés principaux permettant de moduler une onde en fréquence sont en usage actuellement : 1° le procédé Armstrong, et 2° le procédé Crosby, qui fait usage d'un tube à réactance. Il existe d'autres procédés, mais ils n'ont que des applications limitées.

Le schéma figure 14-4 est celui d'un émetteur modulé par le procédé Armstrong. Il est équipé d'un oscillateur stabilisé par quartz fonctionnant sur une fréquence de l'ordre de 200 kHz. Cette fréquence constante est répartie sur deux canaux : l'un d'eux est un amplificateur à haute fréquence qui en augmente l'amplitude, l'autre comprend un circuit déphaseur et un modulateur symétrique. Ce dernier est analogue à beaucoup de points de

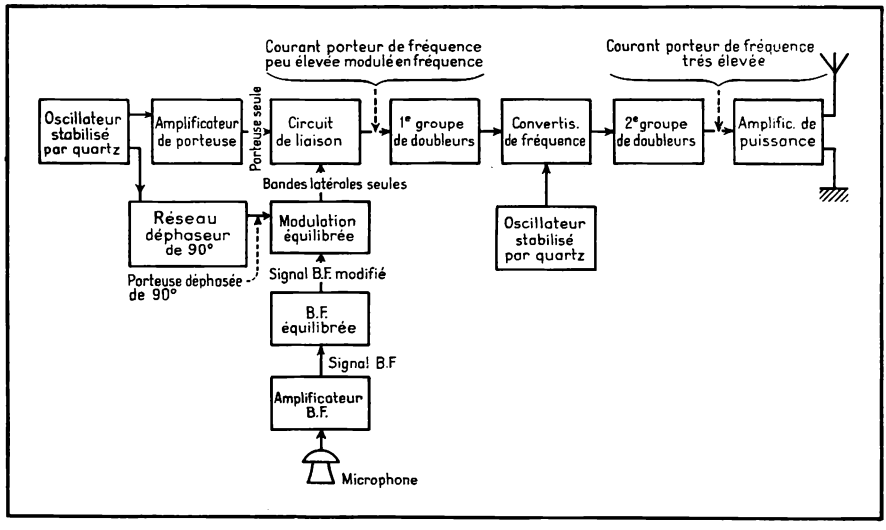


Fig. 14-4. — Emetteur F. M. (procédé Armstrong).

vue aux étages modulés d'emploi courant en modulation d'amplitude, et dont le signal de sortie peut se décomposer en une porteuse encadrée des bandes latérales correspondant aux composantes à basse fréquence du courant microphonique. Néanmoins, dans le cas présent, la porteuse est un élément indésirable que le fonctionnement particulier de ce type de modulateur élimine. Le circuit déphaseur est nécessaire parce que lorsqu'on ajoute à la porteuse originale, après un déphasage de 90°, les bandes latérales produites par le modulateur symétrique, une modulation en fréquence se produit. Le taux de déviation est faible, et pour atteindre un degré utilisable, il doit subir une multiplication.

La résultante est appliquée à un certain nombre d'étages amplificateurs doubleurs de fréquence. Ce sont des amplificateurs H. F. classe C, dont les circuits d'anodes sont accordés sur une fréquence double de la fréquence d'entrée (sur laquelle est accordé le circuit de grille). En même temps que la fréquence, le taux de déviation est également multiplié par deux.

Dans les émetteurs à modulation de fréquence pour radiodiffusion, on constate que la continuation de ce processus ne fournit pas une excursion de fréquence suffisante avant que la multiplication ait conféré à la porteuse une fréquence trop élevée pour l'emploi. On doit faire alors usage d'un convertisseur qui, sans réduire l'excursion de fréquence, ramène la porteuse à une fréquence moins élevée. Ce convertisseur, analogue à celui d'un récepteur à changement de fréquence (superhétérodyne), est équipé d'un oscillateur à fréquence fixe stabilisé par quartz.

On applique la haute fréquence sortant du convertisseur à de nouveaux étages doubleurs qui augmentent encore l'excursion de fréquence jusqu'à l'obtention de la fréquence de porteuse nécessaire. Toutes ces fonctions sont accomplies par des lampes type réception. Viennent enfin les amplificateurs de puissance en classe C, dont les caractéristiques sont déterminées par la puissance d'émission désirée.

Dans ce système, l'index de modulation est directement proportionnel à la tension du signal B. F. Ce signal, appliqué au modulateur, doit être soumis à un réseau égalisateur qui rend l'index de modulation inversement proportionnel à la fréquence acoustique en rendant l'amplitude du signal B. F. inversement proportionnelle à cette fréquence. De la sorte, si une amplitude constante est maintenue à la sortie du signal B. F. sur toute l'étendue du spectre sonore, la tension de sortie décroît de manière directement proportionnelle à la fréquence; par exemple, si la tension est de 1 V à 100 Hz, elle sera de 0,5 V à 200 Hz, etc.

Le procédé faisant usage du tube à réactance est représenté en schéma-blocs par la figure 14-5. Dans ce procédé, l'oscillateur n'est pas stabilisé par quartz : il est du type à auto-excitation, et le tube à réactance est branché en parallèle avec le circuit accordé placé dans le circuit plaque du tube oscillateur. Le tube à réactance (fig. 14-6) est muni d'une polarisation par la cathode et alimenté comme un tube amplificateur normal. La tension H. F. de l'oscillateur est appliquée à sa plaque par le condensateur C. Le schéma permet de faire jouer à ce tube le rôle d'une réactance (inductive ou capa-

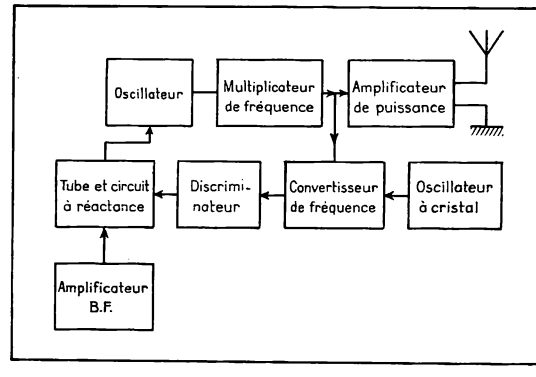


Fig. 14-5. — Modulation de fréquence Crosby (par tube à réactance).

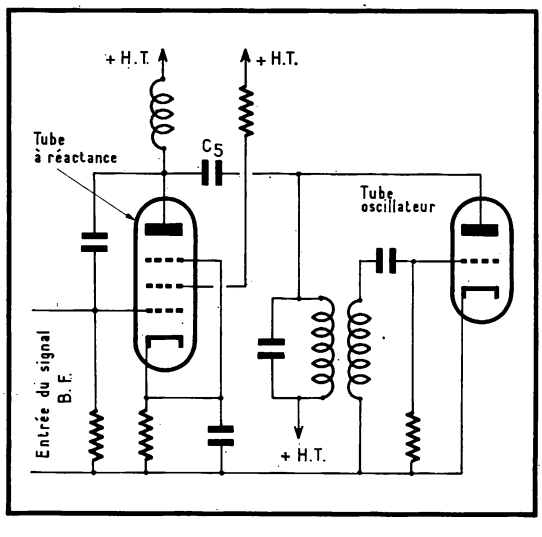


Fig. 14-6. — Montage d'un oscillateur couplé au tube à réactance.

citive) qui varie avec le signal B. F. qu'on applique à sa grille; et cette réactance variable, branchée aux bornes du circuit accordé, modifie la fréquence de l'oscillation, de sorte que la tension de sortie est une onde modulée en fréquence. Celle-ci est ensuite soumise à des étages doubleurs ou multiplicateurs qui augmentent la fréquence de l'excursion; et finalement à un amplificateur de puissance qui alimente l'antenne.

Il faut prévoir un moyen de stabiliser la fréquence centrale sur la fréquence de porteuse assignée à l'émetteur. Un oscillateur à auto-excitation du type représenté n'est pas assez stable en fréquence pour jouer convenablement le rôle d'oscillateur pilote. Une stabilité suffisante peut être obtenue en comparant la fréquence qu'il produit à celle d'un oscillateur à quartz, au

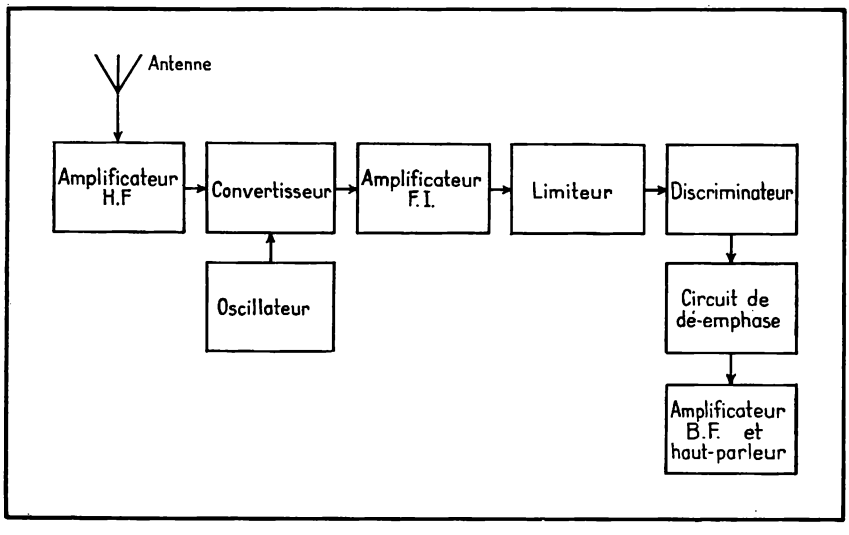


Fig. 14-7. — Schéma-bloc d'un récepteur F. M.

moyen d'un discriminateur, dont il sera question plus loin, d'où une tension de commande est renvoyée à la grille du tube à réactance dans le sens qui convient pour compenser la dérive éventuelle.

Récepteurs pour F. M.

Le récepteur classique pour F. M. est un superhétérodyne assez semblable à ceux qu'on emploie pour la modulation d'amplitude; mais il comporte quelques particularités propres à son usage. Parmi celles-ci, on trouve notamment : 1° un limiteur qui élimine de l'onde F. M. reçue les variations d'amplitude; 2° un discriminateur, détecteur particulier à la F. M., qui transforme les variations de fréquence en tensions B. F. Dans certains récepteurs, il est fait usage d'un détecteur de rapport, qui combine les deux fonctions ci-dessus. Quand il s'agit de récepteurs de radiodiffusion, la partie B. F. est particulièrement soignée, et le ou les haut-parleurs sont de haute qualité afin de tirer tout l'avantage des possibilités du procédé en matière de haute

fidélité. S'il y a deux ou plusieurs haut-parleurs, les uns sont de grandes dimensions et destinés à la partie basse du spectre, les fréquences élevées étant reproduites par de petits haut-parleurs destinés spécialement à l'aigu (« tweeters »). Il y a parfois également un haut-parleur de médium.

La pré-emphase qui, à l'émission, augmente l'index de modulation dans l'aigu, doit être corrigée à la réception par un dispositif de dé-emphase. Puisque le résultat est un niveau trop élevé de l'aigu, qu'il faut atténuer, on conçoit qu'un condensateur puisse opérer cette correction. La constante de temps du circuit de dé-emphase doit être de l'ordre de 75 µs, ce qu'on peut obtenir avec une résistance de 75 000 Ω et un condensateur de 1 nF.

Le schéma-bloc d'un tel récepteur est donné figure 14-7. Le schéma 14-8 est celui d'un étage limiteur. Il fonctionne avec une tension plaque réduite (40 à 80 V), de sorte qu'il arrive à sa tension de sortie maximum pour une tension d'attaque assez faible. Celle-ci provient de l'amplificateur F. I., com-

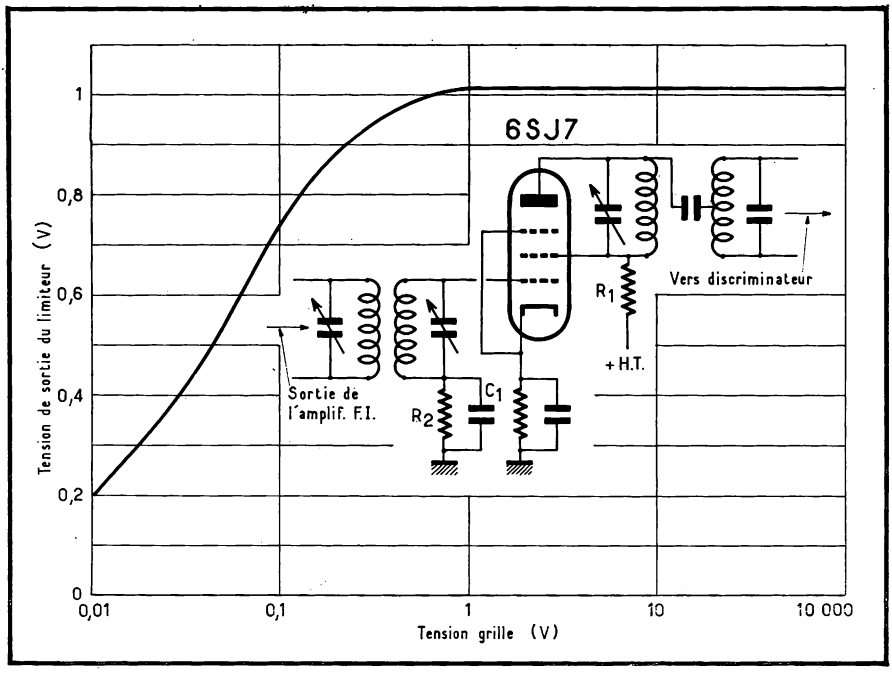


Fig. 14-8. — Circuit d'un étage limiteur et courbe montrant la limite de son action.

portant au moins deux étages. Le limiteur fonctionne à la façon d'un amplificateur en classe C, de manière que, même quand une tension d'attaque importante lui est appliquée, la tension de sortie demeure pratiquement constante. Si l'on augmente la tension d'attaque, la polarisation de grille augmente par suite de la présence de R_2, shuntée par C_1, qui la stabilise aux variations rapides. La modulation d'amplitude indésirable est ainsi éliminée du signal F. I. quelle qu'en soit la cause. Le limiteur n'affecte pas la modulation en fréquence.

La figure 14-9 est le schéma d'un détecteur du type discriminateur. Quand

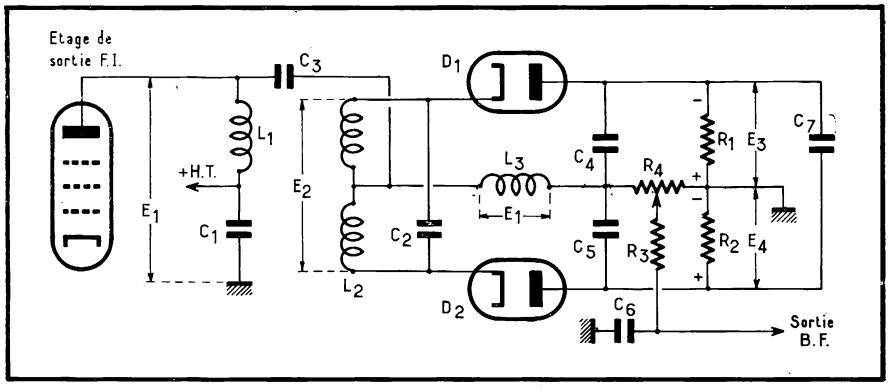


Fig. 14-9. — Détecteur pour modulation de fréquence (discriminateur).

une tension apparaît à la plaque du tube limiteur, cette même tension E_1 se retrouve aux bornes du bobinage L_3. Les condensateurs C_3 et C_6 sont choisis de manière à offrir une réactance faible à la F. I. En même temps, une tension E_2 est induite dans le secondaire du transformateur, et du fait de la prise médiane, elle est divisée en deux, de sorte qu'à chaque diode est appliquée une tension $E_1 + E_2/2$; il en résulte, après redressement, une tension filtrée par les éléments $R_1 C_4$ et $R_2 C_5$ respectivement, à la sortie de chaque diode. La tension que l'on trouve à la sortie B. F. est la différence entre les tensions de sortie des deux diodes, qui sont branchées en opposition. Quand

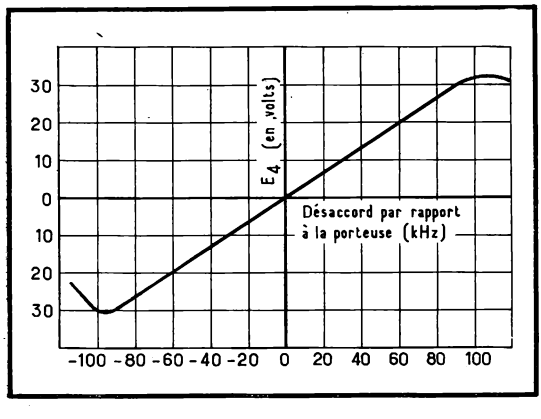


Fig. 14-10. — Rapport de la fréquence à la tension B. F. dans un discriminateur.

le signal appliqué correspond à la fréquence centrale, les tensions fournies par les diodes sont égales, s'annulent, et aucune tension de sortie n'apparaît : c'est ce qui se produit en l'absence de modulation. Par l'effet du transformateur accordé, les tensions E_1 et E_2 sont déphasées de 90°, et l'ensemble est en équilibre. Mais si la fréquence du signal change, le déphasage ne sera plus de 90° (toujours par l'effet du transformateur); les tensions de sortie des diodes ne seront plus egales, et de leur différence résultera une tension de

sortie. Par conséquent, une variation de la fréquence du signal produit une tension B. F. quand cette variation a lieu (comme c'est le cas) à la fréquence de la modulation. La dé-emphase est obtenue par R_3 et C_6. La figure 14-10 est une courbe caractéristique donnant la tension B. F. de sortie par rapport à la déviation de fréquence en kHz.

Le détecteur de rapport (fig. 14-11), on l'a dit, ne nécessite pas l'emploi d'un étage limiteur, car il est insensible aux variations d'amplitude du signal. Le transformateur est semblable à celui d'un discriminateur. Mais les diodes sont montées en série et non en opposition, et le signal est prélevé différemment. En plus, on trouve un condensateur C_7, qui, en parallèle avec R_1 et R_2, donne une constante de temps de 0,2 seconde au circuit, ce qui stabilise la

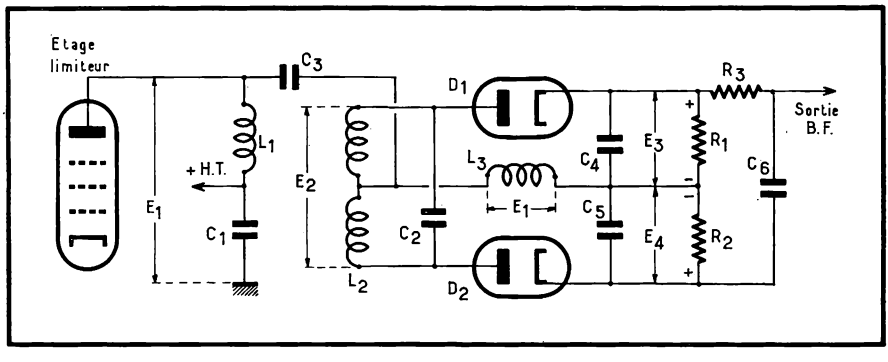


Fig. 14-11. — Détecteur de rapport.

tension $E_3 + E_4$ à une valeur constante tant que le signal F. I. arrivant au détecteur est d'amplitude constante. Le rapport des tensions produites aux bornes de ces résistances est la tension de sortie B. F. Ce rapport dépend de la fréquence uniquement, non de l'amplitude. Une augmentation d'amplitude, par exemple, augmente la tension totale mais non pas le rapport des deux tensions. Quand la fréquence de la porteuse change, les tensions aux bornes de R_1 et R_2 changent, et il en résulte qu'un courant compensant ce changement circule dans la résistance R_4. La différence de potentiel résultant de ce courant est la tension B. F. de sortie. La dé-emphase est produite par R_3 et C_6.

Une autre manière de convertir une variation de fréquence en variation de tension consiste à appliquer le signal H. F. à un circuit accordé sur une fréquence différant de celle de ce signal (fig. 14-12), de manière que la fréquence médiane tombe au milieu de la pente de la courbe de résonance. On voit que quand la fréquence augmente, la tension aux bornes du circuit accordé augmente, et inversement, de sorte que les variations de fréquence se traduisent par des variations d'amplitude que l'on peut détecter avec un détecteur classique pour modulation d'amplitude. Cela montre comment il est possible de recevoir la modulation de fréquence avec un récepteur pour modulation d'amplitude — en l'accordant « un peu à côté ». Mais la portion de courbe employée n'étant généralement pas linéaire, la qualité du son obtenu est mauvaise.

Exemple de récepteur F. M.

La figure 14-13 est le schéma d'un récepteur pour F. M. Il emploie 9 lampes, un étage H. F. et mélangeur, un oscillateur local avec commande automatique de fréquence, deux étages amplificateurs F. I. et une redresseuse pour l'alimentation.

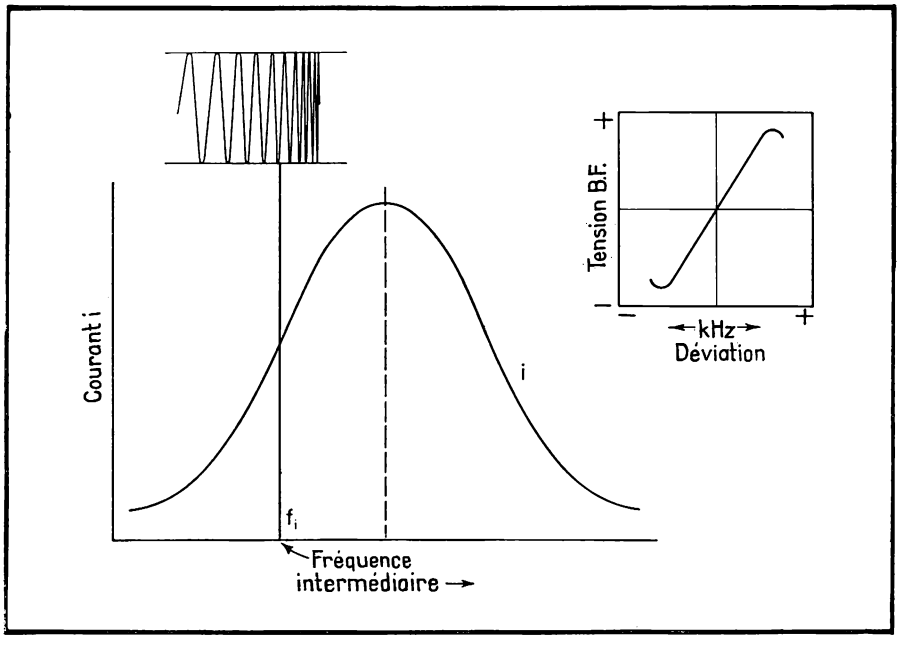


Fig. 14-12. — Réception de la modulation de fréquence sur le flanc de la courbe de réponse.

La descente d'antenne attaque le primaire du circuit d'entrée H. F., dont le secondaire, accordé par un condensateur variable, fournit sa tension d'entrée à la grille de la pentode H. F.

La tension amplifiée est appliquée à un second circuit accordé qui attaque la grille de la triode mélangeuse. Celle-ci reçoit en même temps l'oscillation locale. Les trois condensateurs variables (circuits d'entrée, de liaison et oscillateur) sont en ligne et à commande unique. La F. I. obtenue par battement est appliquée à un amplificateur à trois transformateurs de liaison (filtres de bande) semblables, accordés sur 10,7 MHz. Le troisième attaque le tube limiteur, qui attaque le discriminateur. Sur celui-ci, en plus de la B. F., est prélevée une tension de commande appliquée à une triode montée en tube à réactance de manière à compenser la dérive de fréquence de l'oscillateur local (par suite de l'échauffement et des variations de tension). Ce montage facilite l'accord en le « fignolant » automatiquement. La B. F. est de type classique. Les détails de fonctionnement des divers étages ont été donnés par ailleurs.

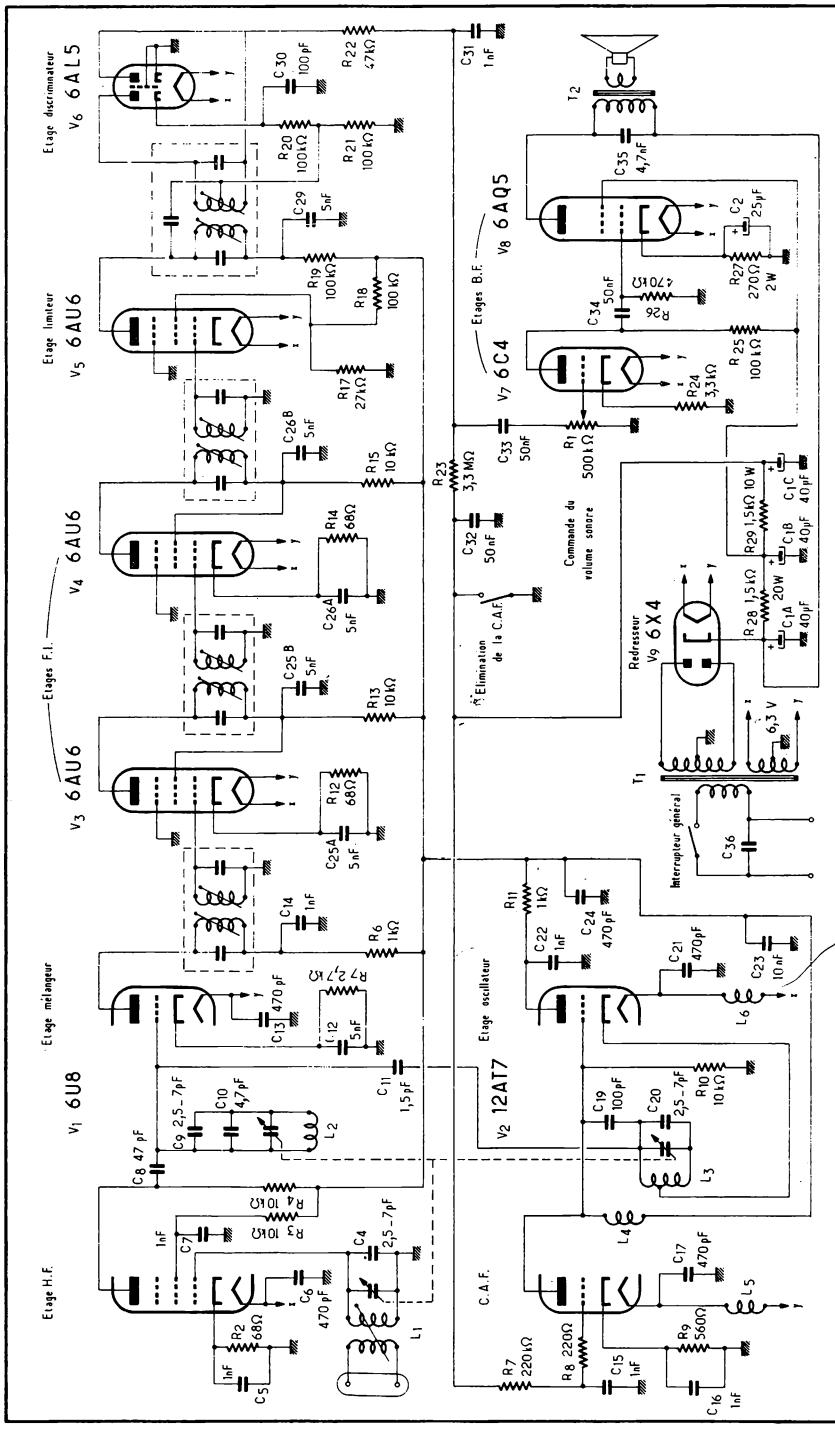


Fig. 14-13. — Récepteur classique pour F. M.

CHAPITRE XV

TÉLÉVISION MONOCHROME

Introduction.

La télévision nous permet de voir à distance — le plus souvent au moment même où ils se produisent — des événements trop éloignés pour que nous les apercevions. Les scènes à transmettre sont converties en un signal électrique variable en fonction du temps. Après avoir subi diverses modifications, ce signal est transmis soit par radio, soit par câble, jusqu'à des appareils récepteurs qui reconstituent, avec une bonne approximation de mouvement, de brillance et de contraste, l'image originale. De plus, il est même possible de transmettre les couleurs.

D'ordinaire, on s'arrange pour transmettre ensemble l'image et le son correspondant. Néanmoins, pour certaines applications, comme par exemple l'observation à distance de manipulations industrielles, l'image seule est transmise. Du fait que son et image sont des éléments indépendants, ils peuvent être transmis au récepteur par des canaux séparés. Dans la plupart des cas, néanmoins, ils sont traités dans les mêmes appareils.

Divers procédés de transmission existent, qui varient surtout en raison de la définition, c'est-à-dire de la finesse des images reproduites. A l'émission, cela se traduit principalement par la largeur du spectre de fréquences transmis, et, partant, par la largeur de la bande passante. Il en résulte qu'à la réception, il faut que les amplificateurs aient une bande passante assez large pour ne pas altérer les signaux reçus. Dans le chapitre XI ont été décrits des amplificateurs à large bande destinés à la télévision.

La largeur de la bande passante à transmettre oblige à prévoir une différence de fréquence assez grande entre les porteuses son et image. Par exemple, l'écart des porteuses est de 11,15 MHz pour le standard français à 819 lignes, de 6,5 MHz pour les standards à 625 lignes.

La télévision fait usage de beaucoup de circuits et de dispositifs déjà étudiés dans ce livre. Compte tenu de ce fait, l'étude de ce qui va suivre sera probablement facilitée.

Un schéma-blocs de télévision en noir et blanc (fig. 15-1) nous montre que l'image captée est transformée en signal électrique (le signal *vidéo*) au moyen d'un tube cathodique spécial contenu dans la caméra de prise de vues, cependant qu'un microphone capte le son correspondant, et le transforme en signal électrique à basse fréquence. Le signal vidéo sortant de la caméra est amplifié et envoyé au moniteur, où l'image apparaît sur l'écran du tube cathodique d'un récepteur de contrôle qui permet de vérifier son contenu et sa qualité. Le son arrive également au même point. Après une

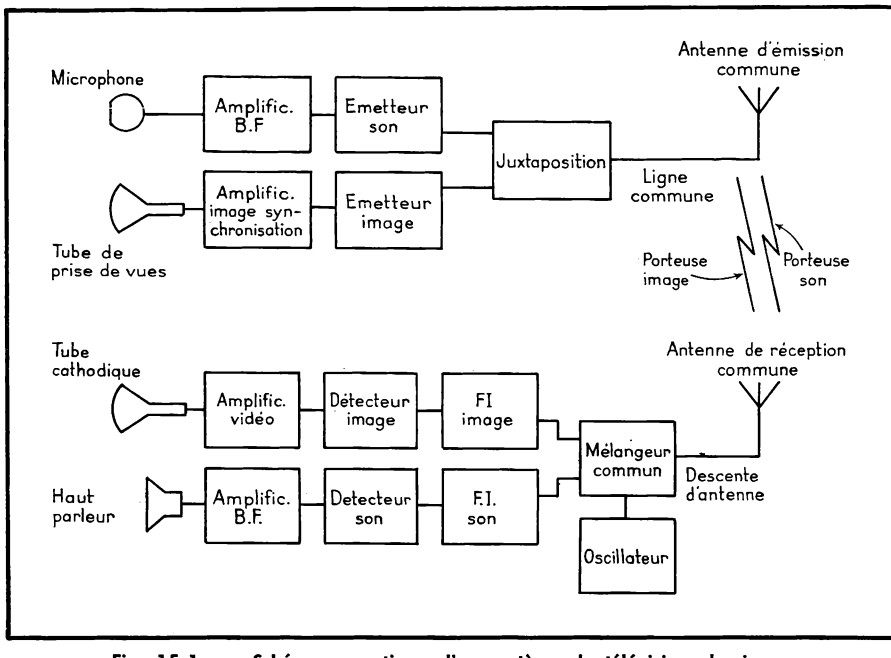


Fig. 15-1. — Schéma synoptique d'un système de télévision classique.

nouvelle amplification, les signaux vidéo et son servent à moduler les porteuses à haute fréquence de deux émetteurs distincts, écartées comme nous l'avons dit. Les porteuses modulées sont, au moyen d'une ligne de transmission, appliquées à l'antenne d'émission par l'intermédiaire d'un dispositif spécial (diplexer) qui permet à deux émetteurs d'attaquer une antenne commune sans que des interférences entre porteuses se produisent.

La porteuse image n'est pas modulée uniquement en signal vidéo. A ce signal ont été ajoutés préalablement des signaux de synchronisation, nécessaires à la stabilité de l'image reçue, dont le « déroulement » doit s'effectuer au même moment à l'émission et à la réception.

Un certain nombre de dispositifs d'alimentation fournissent aux divers éléments de l'émetteur l'énergie électrique nécessaire sous des tensions et avec des débits convenables.

A la réception, les porteuses modulées induisent dans l'antenne des tensions à haute fréquence qui sont amplifiées, transformées en fréquences intermédiaires distinctes par un étage convertisseur, et amplifiées de nouveau par des amplificateurs F. I. son et image, puis détectées de manière à restituer les signaux B. F. et vidéo. Du signal vidéo, qui, après une nouvelle amplifi-

cation, sert à moduler le tube cathodique de réception, sont en outre extraits, au moyen de dispositifs *séparateurs,* les signaux de synchronisation, qui seront appliqués aux *bases de temps,* lesquelles alimentent les circuits de balayage reconstituant la trame sur l'écran du tube cathodique. Tous ces circuits de réception sont en outre alimentés, par divers dispositifs, aux tensions convenables.

Canal son.

Selon les standards, le son de la télévision est transmis soit en modulation d'amplitude (cas des émetteurs français), soit en modulation de fréquence, et les sections correspondantes des récepteurs offrent une grande analogie avec les récepteurs de radiodiffusion. Au studio, on emploie des microphones directionnels montés sur une perche (dite girafe) qui permet de les approcher sans qu'ils se trouvent dans le champ des caméras.

La principale différence réside dans une attention toute spéciale apportée à la qualité du son. L'amélioration, par rapport à la radiodiffusion, provient de la possibilité d'employer une bande passante plus large, qui permet de transmettre intégralement le spectre sonore, c'est-à-dire, en pratique, les sons aigus correspondant à des fréquences élevées jusqu'à 15 000 Hz, tandis qu'en radiodiffusion ordinaire, ces fréquences sont limitées à 4500 Hz. La qualité possible équivaut à celle des émetteurs de radiodiffusion en modulation de fréquence.

Exploration.

Ce terme désigne l'artifice nécessaire à la transmission *séquentielle* des images. Jusqu'à présent, en effet, on n'a pas trouvé de moyen pratique permettant de transmettre simultanément tous les détails d'une image. Ces détails sont transmis rapidement, mais l'un après l'autre, en *explorant* l'image point par point, ligne après ligne, exactement comme le font les yeux de quelqu'un qui lit une page imprimée. En bas de la page, le regard monte au sommet de la page suivante, et au début de la première ligne, puis recommence son mouvement. Ainsi procède également la caméra de prise de vues, où chaque détail de l'image est transformé en une impulsion électrique proportionnelle à sa luminosité.

Exploration d'une image de télévision et vision humaine.

Le résultat final de ce processus, on le sait, est une image qu'on regarde tout comme on écoute le son de la radio. L'œil apprécie la qualité d'image transmise de même que l'oreille celle du son. Les solutions apportées au problème de la transmission dépendent de particularités du mécanisme visuel. En particulier, c'est sur le comportement de l'œil que reposent certaines exigences telles que le nombre d'images à transmettre par seconde, le nombre des lignes de la trame d'exploration, les couleurs à employer dans les systèmes de télévision polychrome, et un certain nombre d'autres détails.

L'œil est très semblable, dans son principe, à une chambre photographique — une caméra. Il comporte une lentille (cristallin) qui projette une image sur une surface sensible, la rétine, laquelle est le point terminal d'une grande quantité de fibres nerveuses. Quand une lumière d'intensité suffisante atteint ces terminaisons nerveuses, chacune d'elles, par le nerf optique, transmet au cerveau une petite impulsion correspondante, et l'ensemble de ces impulsions constitue la vision (fig. 15-2).

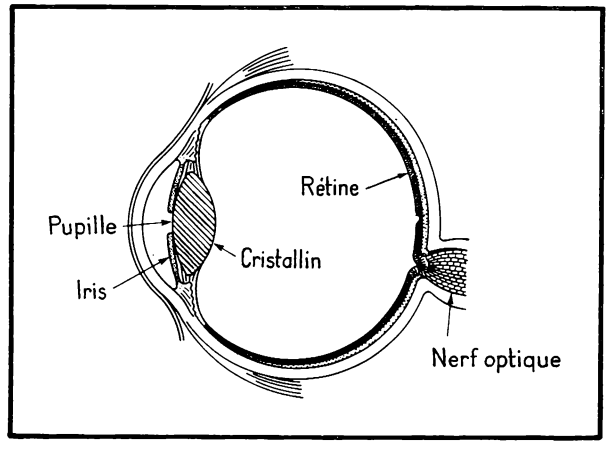


Fig. 15-2. — Coupe simplifiée d'un œil.

Un million ou à peu près de ces terminaisons nerveuses (nommées, à cause de leurs formes, *cônes* et *bâtonnets*) existent dans la rétine, de sorte que l'écart qui les sépare est de l'ordre de 2,5 μm.

L'acuité visuelle, qui correspond à ce qu'en télévision on nomme la *définition,* dépend évidemment de cet écart, et, partant, du nombre de cellules sensibles — de *points d'image* explorés. La *résolution* ou *pouvoir séparateur,* qui en dépend également, est la faculté de distinguer des détails rapprochés. Par exemple, vus de très loin, les deux phares d'une voiture apparaîtront confondus en un seul point lumineux, qui ne se dédoublera que quand la voiture sera suffisamment rapprochée. La distance focale du cristallin étant de l'ordre de 2 cm, on calcule facilement que l'angle A (fig. 15-3) correspond à un arc d'environ une demi-minute. C'est là une évaluation optimiste, et, pour la plupart des sujets à vision normale, on admet que le pouvoir séparateur est d'une minute. Par conséquent, dans un système de transmission d'images, il est inutile de pousser la définition de manière à transmettre des détails inférieurs à cette mesure, compte tenu de la distance normale d'observation d'un écran récepteur.

D'autre part, l'action des cellules rétiniennes sur le cerveau ne s'effectue pas de manière instantanée. Il faut une fraction de seconde pour que la

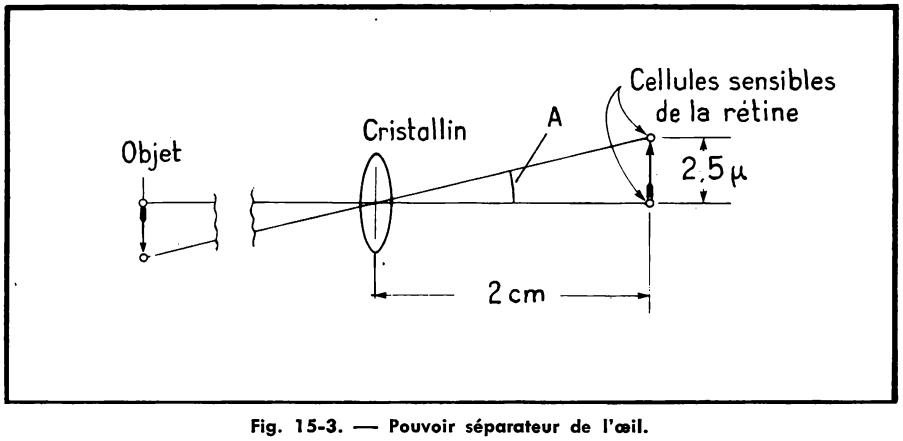


Fig. 15-3. — Pouvoir séparateur de l'œil.

vision s'établisse, et l'impression persiste une autre fraction de seconde après que la cause a cessé. Ce phénomène est nommé *persistance* des impressions visuelles. Il en résulte que si on transmet des images successives à une cadence de plus en plus rapide, on constate que ces images se confondent quand la cadence dépasse 15 images par seconde : l'œil ne distingue plus les diverses images, mais seulement les changements partiels qui s'y produisent. C'est le principe mis à profit en cinématographie et en télévision.

En télévision, on transmet 25 images par seconde, ou, autrement dit, 25 *trames complètes*. Chacune de ces images est légèrement différente de la précédente, et, à cette cadence (fréquence de trames), ces différences procurent l'illusion du mouvement continu.

Dans l'exploration des images de télévision le « regard qui lit », comme nous l'avons expliqué plus haut, est un faisceau électronique mince qui, dans le tube de prises de vues, *balaie* au rythme requis une surface photosensible. Il en résulte qu'un courant électrique se produit, dont l'intensité est proportionnelle à celle de la lumière qui a atteint chaque point impressionné par le *faisceau explorateur*.

Balayage horizontal.

Pour transmettre 25 images décomposées chacune en 819 (ou 625) lignes, la fréquence du balayage horizontal doit être de $819 \times 25 = 20\,475$ ou $625 \times 25 = 15\,625$ allers et retours (ou cycles) par seconde. La durée du balayage d'une ligne, retour compris, est donc dans ce dernier cas de $1/15\,625 = 63{,}5\ \mu s$ environ. Pendant le retour, le faisceau ne doit pas impressionner l'écran. On y parvient en transmettant à ce moment un *signal d'effacement* (blanking). C'est ce que montre la figure 15-4 *b*. Le temps pendant lequel se produit le retour (et le blanking) est d'environ 16,5 % du temps total de 63,5 μs, ce qui laisse environ 53 μs pour la partie active où est transmise la modulation, et 10,5 μs pour l'effacement et le retour. Ces indications, répétons-le, concernent le standard à 625 lignes; pour le 819 lignes, ces temps sont raccourcis d'environ 25 %.

Impulsions de synchronisation horizontale.

A la fin de chaque ligne, il est nécessaire de transmettre une impulsion (ou « top ») de synchronisation, afin que le balayage du récepteur coïncide exactement avec celui de l'émetteur. Cette impulsion est transmise pendant une partie de l'effacement, et comme à ce moment le faisceau électronique est déjà supprimé, une polarisation plus forte d'un quart n'y change rien. En 15-4 *c*, on voit le top superposé au signal d'effacement. Si, comme dans ce cas, la polarité de la modulation est négative (standard européen), le top de synchronisation représente la tension de signal la plus élevée que transmet l'émetteur. Quand la modulation est positive (standards français, anglais et belges) c'est au contraire le niveau le plus bas. A la réception, le résultat est équivalent. La grande tension que représente le signal de synchronisation est nécessaire à une bonne séparation assurant une parfaite stabilité d'images. La durée du top est d'environ 5 μs, soit la moitié environ du temps d'effacement; il est précédé de deux *paliers* (avant et arrière) constitués par le signal d'effacement lui-même (fig. 15-5).

C'est, en fait, la durée d'une dent de scie de l'oscillateur produisant le balayage horizontal qui est déterminée par le top, et cette durée est ainsi la même que dans la caméra d'émission. Cette dent de scie de durée précise

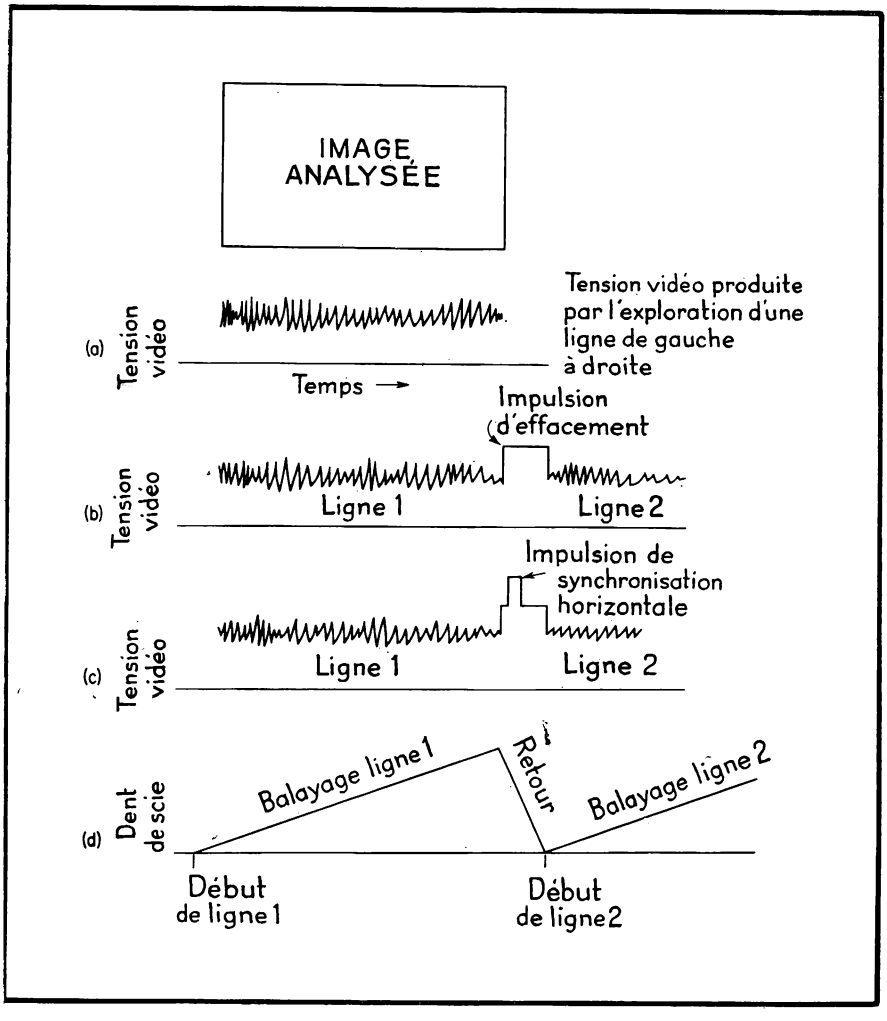


Fig. 15-4. — Balayage électronique.

est ensuite appliquée au circuit de déflexion (fig. 15-4 *d*). Le spot part de la gauche au début de la ligne 1 et parcourt la largeur de l'écran pendant la montée de la dent de scie. Quand le sommet de celle-ci est atteint, la tension de déflexion retombe brusquement à zéro (retour ou « flyback ») et le spot revient à gauche, au début de la ligne suivante. Le déplacement est linéaire et constamment répété par lignes juxtaposées, par suite de l'intervention d'une autre tension de déflexion qui cause un déplacement de sens perpendiculaire (balayage vertical). Les durées des deux balayages, horizontal et vertical, sont liées l'une à l'autre par une relation précise provenant de ce qu'à l'émission c'est le même oscillateur (générateur de signaux de synchronisme) qui produit à des temps strictement déterminés les impulsions de lignes, d'images et d'effacement.

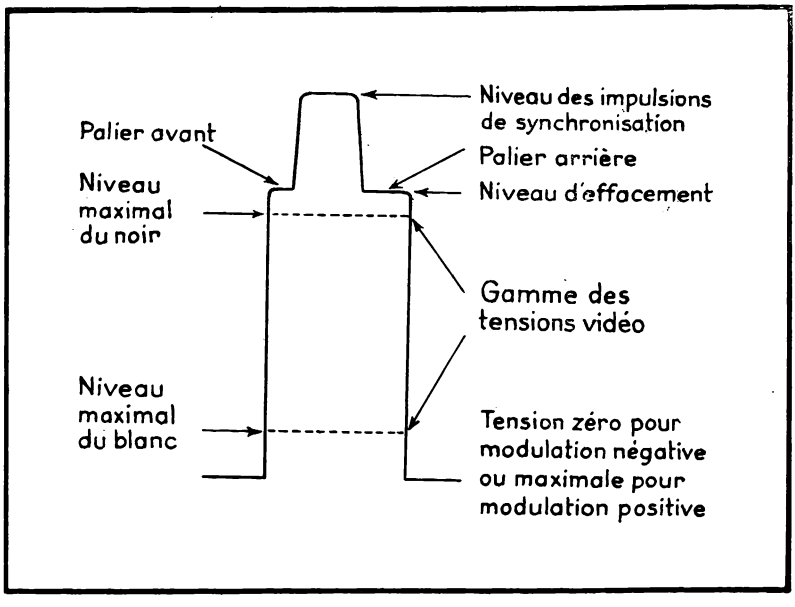


Fig. 15-5. — Effacement et impulsion de synchronisation lignes.

Synchronisation verticale et effacement.

Quand le spot a atteint l'angle inférieur droit de l'image, son parcours descendant est terminé, et il faut qu'il retourne à l'angle supérieur gauche pour entamer le balayage d'une nouvelle trame. De même que dans le cas du balayage horizontal, la trace de retour doit être effacée. Une longue impulsion est transmise à cet effet. Sa durée est de l'ordre de 15 fois le temps du retour horizontal. Un palier là aussi précède le top, pendant la durée de 3 lignes du balayage horizontal, puis le top de synchronisation verticale est transmis. Il est également de 25 % (30 dans le standard anglais) supérieur en amplitude à la modulation d'image, et pour la même raison. Le top a la durée de 3 lignes, et il est suivi d'un palier d'effacement égal à 6 lignes. Pendant ce dernier intervalle, les impulsions de synchronisation de lignes sont de nouveau transmises pour assurer le synchronisme du début de la trame suivante avec celle de l'émetteur.

La figure 15-6 représente graphiquement les deux tensions de balayage.

Bien que les deux types de signaux soient transmis en même temps, aucune perturbation n'en résulte, car les circuits séparateurs ne sont sensibles qu'à des tops d'une des deux espèces.

Impulsions d'égalisation.

A l'exception du standard français à 819 lignes, les émetteurs transmettent avant l'impulsion de synchronisation verticale une série d'impulsions, dites d'égalisation, pendant le « blanking » images. Ces impulsions sont au double de la fréquence du balayage horizontal (soit donc 31 250 p/s dans le

cas du 625 lignes). Le circuit séparateur de tops de lignes n'est sensible qu'à une impulsion sur deux (à cause de sa constante de temps), ce qui fait que le rythme du balayage n'est pas modifié et reste en synchronisme avec celui de l'émetteur. Après la première série d'impulsions vient le top vertical de même durée (soit environ 191 μs), puis une nouvelle série d'impulsions de 191 μs. Mais, en outre, ces impulsions sont transmises également pendant la durée du top, de sorte que celui-ci est découpé à la fréquence de 31 250 Hz. Après les impulsions d'égalisation sont transmis un certain nombre de tops de lignes normaux.

Jusqu'ici on a supposé que le balayage s'effectuait ligne par ligne, les lignes paires suivant immédiatement les impaires. En réalité il n'en est pas ainsi. On balaie par demi-trames, de sorte qu'entre deux balayages verticaux successifs existe une importante différence. Lors d'un balayage impair, l'impulsion horizontale arrive une demi-ligne plus tôt que lors d'un balayage pair; quand débute une demi-trame impaire il y a six impulsions, et cinq seulement dans l'autre cas. La figure 15-7 donne le détail du signal composite qui en résulte.

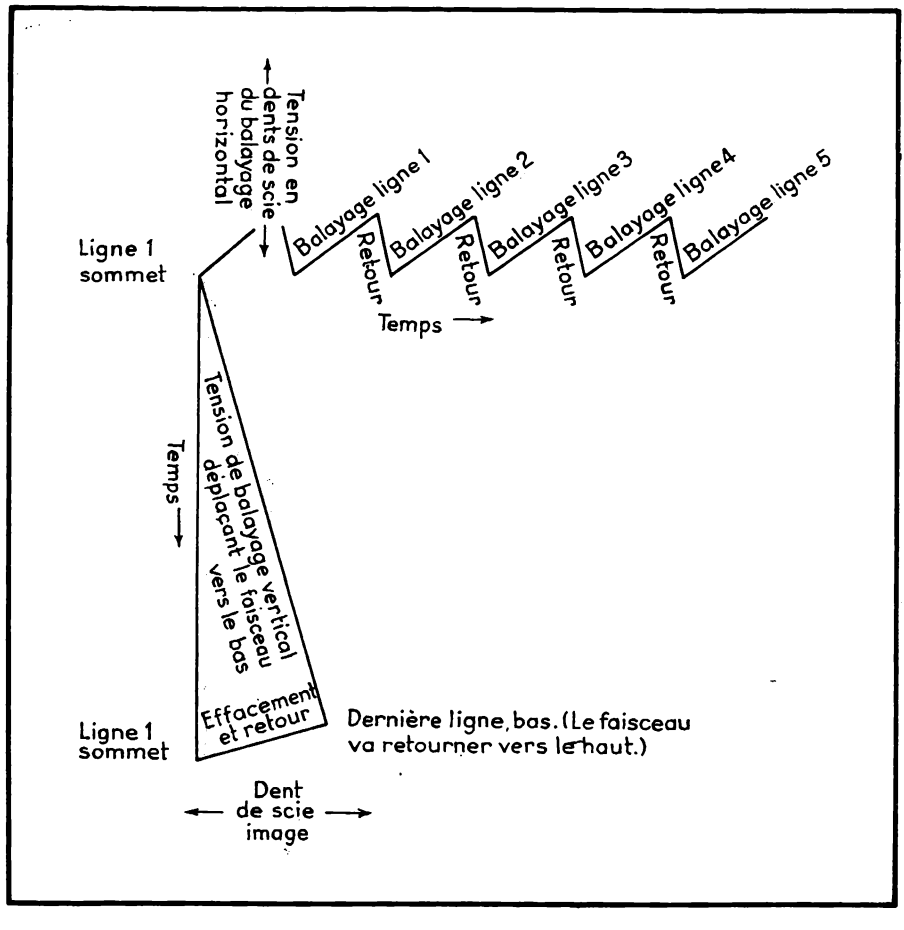
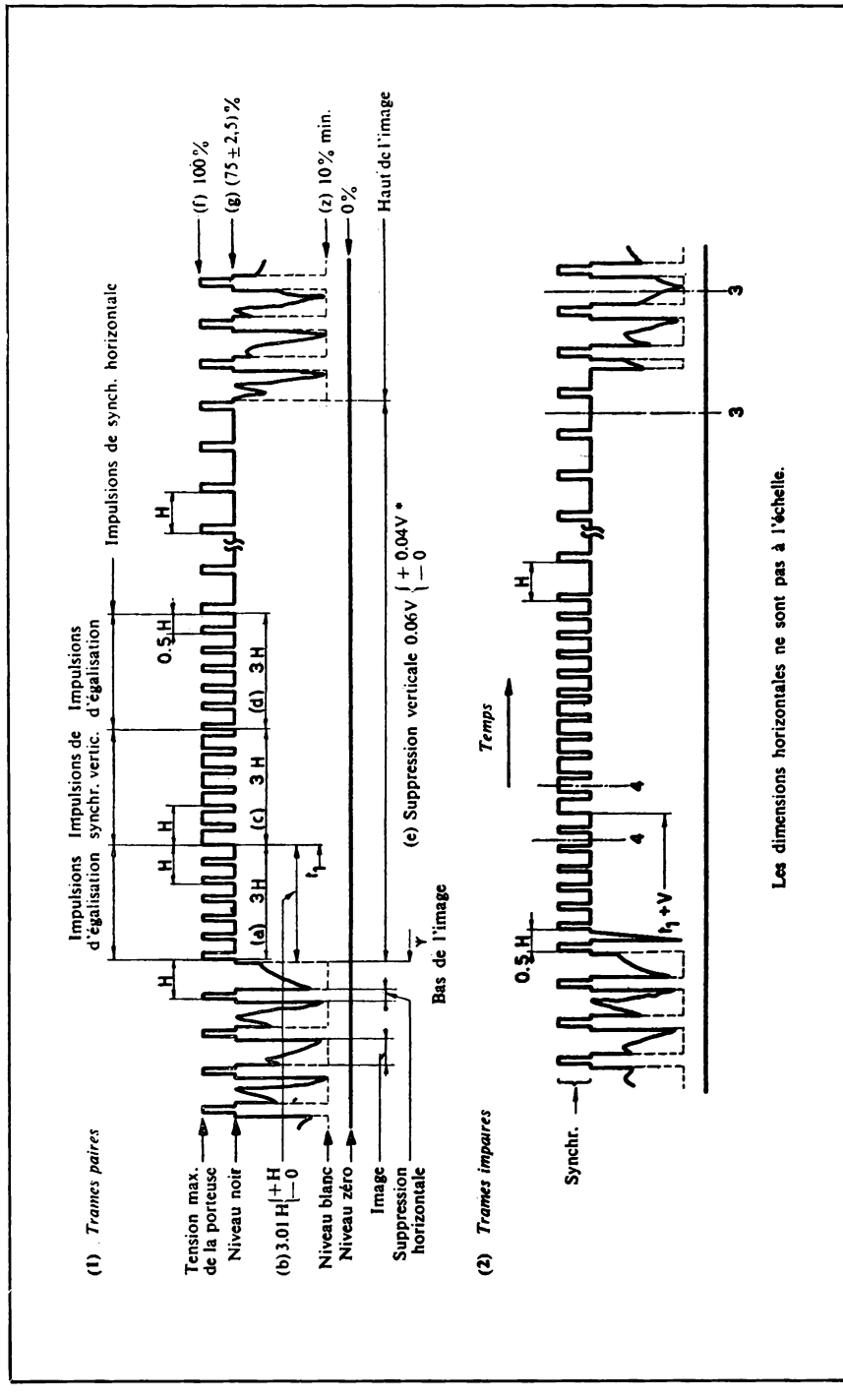


Fig. 15-6. — Balayages simultanés horizontal et vertical (séquentiel non entrelacé).



Les dimensions horizontales ne sont pas à l'échelle.

Fig. 15-7. — Forme des signaux de synchronisation dans le système à 625 lignes.

Balayage entrelacé.

Un nombre minimum d'images par seconde doit être transmis si on veut éviter la scintillation. Sinon, les images apparaissent à un rythme saccadé que l'œil perçoit d'autant plus facilement que la brillance est plus grande. Or, pour éliminer cet effet, il faudrait, si l'on transmettait un plus grand nombre d'images complètes par seconde, augmenter la largeur du canal d'émission, puisqu'il en résulterait un accroissement de la bande passante. C'est la raison de ce qui a été dit plus haut. Au lieu de transmettre 50 images complètes, en balayant les lignes paires et impaires l'une après l'autre, on transmet 25 images en 50 balayages ou *demi-trames* impaires et paires, de façon que les lignes paires se placent exactement entre les lignes impaires. C'est ce qu'on nomme un balayage *à lignes entrelacées*. On obtient ainsi la même impression de stabilité que si le nombre d'images par seconde était double, sans augmenter la largeur de bande, et la qualité des images n'en est pas altérée.

La figure 15-8, qui concerne le standard américain (525 lignes), montre comment les lignes paires commencent au milieu pour l'entrelacement correct. Les autres standards opèrent de même; seul le nombre de lignes change, et par conséquent l'explication reste valable.

Standard 819 lignes. Impulsion d'image.

Comme on l'a dit plus haut, le standard français à 819 lignes ne comporte pas d'impulsions d'égalisation. Un top d'image d'une durée de 20 μs est

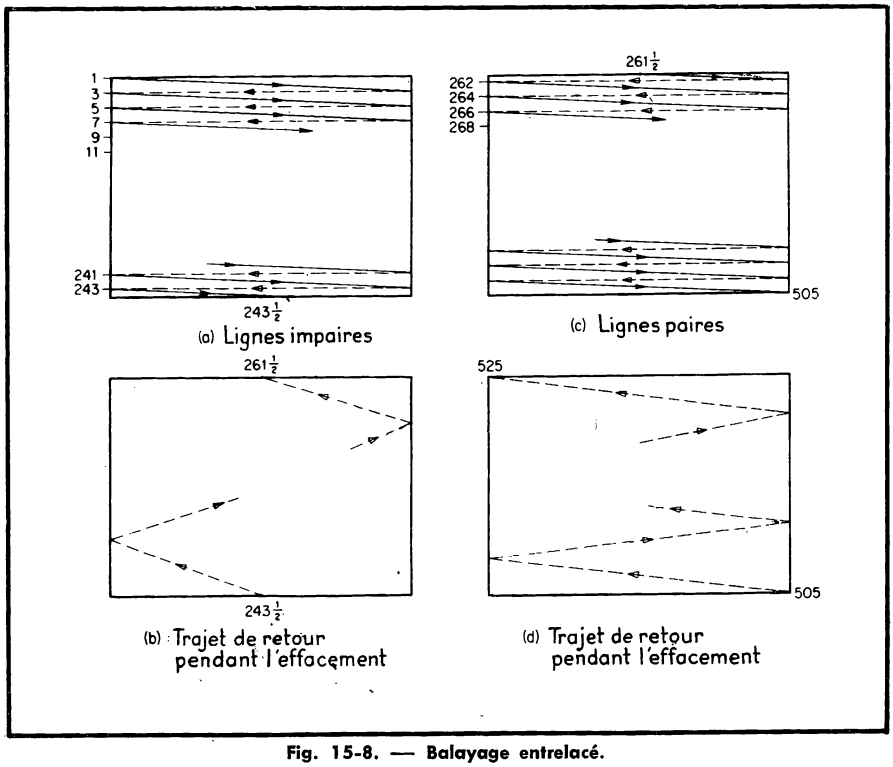


Fig. 15-8. — Balayage entrelacé.

transmis à chaque demi-trame. Il est donc beaucoup plus bref que dans le standard à 625 lignes, puisqu'il n'occupe qu'environ la moitié d'un aller du balayage lignes. Du fait que sa durée est inférieure à celle d'une ligne, le top de ligne suivant arrive à sa place normale et aucune perturbation du balayage horizontal ne se produit. Dans le cas d'une trame impaire, le top image arrive une demi-ligne plus tard, ce qui permet d'obtenir l'entrelacement normal.

Nombre de lignes actives.

Il est évident que le temps du retour du balayage vertical et du signal d'effacement correspondant occupe un certain nombre de lignes du balayage horizontal, et que ces lignes sont perdues. Dans le cas du 625 lignes, la durée d'effacement étant de 6,5 % du temps total, cela représente 40 lignes, et la trame visible ne comprend donc réellement que 585 lignes.

Standards.

Outre le 819 lignes français, deux pays emploient la modulation en polarité positive : l'Angleterre et la Belgique. Le standard anglais est à 405 lignes. La Belgique émet maintenant en 625 lignes et modulation négative avec la largeur de bande du standard européen (canal de 7,4 MHz), alors que le canal anglais est de 5 MHz et le canal français 819 lignes de 13,15 MHz. Les autres pays emploient la modulation en polarité négative.

La France, la Belgique et l'Angleterre émettent le son en modulation d'amplitude, les autres pays en modulation de fréquence. A part dans le 819 lignes français, les signaux de synchronisme sont tous du type décrit dans la figure 15-7.

Largeur de bande nécessaire à la télévision.

La bande de fréquences transmises dépend, comme toujours, du nombre d'éléments composant le signal. Comme il s'agit de points répartis le long des lignes d'exploration de trame, la fréquence de modulation maximum est proportionnelle au demi-carré du nombre de lignes et au rapport largeur/hauteur de l'image, qui est de 4/3. Pour le 819 lignes, le calcul montre qu'il faut transmettre sans atténuation sensible les fréquences jusqu'à 10 MHz. Dans le cas du 625 lignes, on transmet 5,5 MHz. Si l'on transmettait les deux bandes latérales, ces chiffres seraient évidemment doublés; mais afin de pouvoir loger un plus grand nombre d'émetteurs dans les bandes de fréquences disponibles, on tronque une des bandes latérales au moyen d'un filtre placé à la sortie de l'émetteur. Dans certains cas, c'est la bande latérale inférieure qui est reduite, et dans d'autres c'est la bande supérieure (canaux inversés). Ici on a supposé que c'était la bande inférieure et qu'il s'agissait du standard américain.

La bande supérieure est donc transmise sans aucune altération. L'autre est passée sans atténuation jusqu'à une fréquence inférieure de 0,75 MHz à celle de la porteuse. L'atténuation est ensuite rapide, et à 1,25 MHz de la porteuse l'amplitude est presque nulle. Cette manière de procéder réduit considérablement la largeur du canal (fig. 15-9), mais nécessite une correction à la réception. En effet, un récepteur amplifiant toutes les fréquences sans atténuation, reproduirait celles comprises entre 0 et 0,75 MHz avec une amplitude double de celle des fréquences plus élevées. Il faut en conséquence que la courbe de réponse du récepteur soit telle qu'elle atténue la porteuse de 50 % comme le montre la courbe en trait discontinu, figure 15-9. A

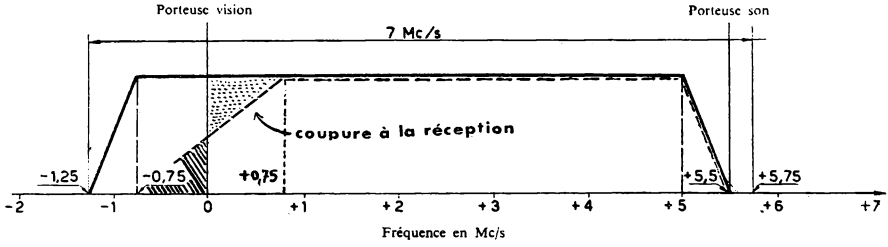


Fig. 15-9. — Caractéristiques idéales de vision d'un émetteur (625 lignes). En trait discontinu, allure de la courbe de réponse d'un récepteur idéal, avec atténuation de 6 dB sur la porteuse.

0,75 MHz, l'atténuation doit être de 100 %. La portion comprise entre la porteuse (0) et — 0,75 MHz vient combler l'atténuation entre 0 et + 0,75 (partie hachurée et partie pointillée — les surfaces sont égales). Ce procédé est dit à bande latérale pseudo-unique. Le filtre atténuateur placé entre émetteur et antenne est un circuit résonnant à lignes coaxiales, construit à la manière des lignes de transmission dont on a parlé dans le chapitre XII.

Liaison à l'antenne.

Une station de télévision comporte deux émetteurs, dont l'un transmet le son et l'autre l'image. Il est nécessaire que le récepteur capte également bien les deux porteuses, et pour cela il faut que leurs caractéristiques de propagation soient identiques. On emploie parfois des antennes séparées, mais situées à proximité l'une de l'autre, pour le son et l'image. Mais le plus souvent, c'est la même antenne qui sert aux deux émetteurs. Un dispositif spécial est nécessaire dans ce cas pour pouvoir coupler les deux émetteurs à l'antenne. C'est un filtre particulier (« diplexer ») qui est alimenté par deux entrées séparées et possède une sortie unique où est branchée la ligne de transmission montant à l'antenne.

A la réception, les deux porteuses sont captées par la même antenne, et la séparation s'effectue dans le récepteur par le principe même de superhétérodyne : par battement avec la fréquence locale unique, on obtient deux fréquences intermédiaires amplifiées séparément.

Antenne d'émission pour télévision.

L'antenne d'émission doit être à large bande, de manière à fournir un même gain sur toute la largeur du canal (soit 7 ou 13,5 MHz). Il faut que son diagramme de rayonnement soit circulaire. Le rayonnement en hauteur est limité au minimum. Bien qu'il soit reconnu que la polarisation horizontale (celle où le champ électrique rayonné est parallèle au sol) donne un meilleur rapport signal/bruit à la réception, permet des antennes de construction plus simple, et occasionne moins de réflexions, on emploie quelquefois la polarisation verticale pour réduire les interférences dues à l'emploi de canaux communs : les deux émetteurs ayant le même canal ont leurs antennes polarisées différemment, ainsi que les antennes de réception; une antenne polarisée horizontalement (par exemple) est théoriquement insensible à un champ polarisé verticalement. En pratique, la sensibilité n'est pas tout à fait nulle, mais elle est fortement réduite. Mécaniquement, l'antenne d'émission doit être très robuste de manière à supporter les intempéries sans subir de dégâts, et possède des supports autonomes permettant de la fixer par exemple sur un immeuble élevé, un pylône, etc...

Parties constituantes d'un émetteur.

La figure 15-10 donne en blocs les éléments d'un émetteur de télévision limité aux parties image. Il comprend (*a*) une caméra de prise de vues; (*b*) un préamplificateur vidéo; (*c*) les dispositifs de mélange et de contrôle; (*d*) l'amplificateur vidéo de modulation; (*e*) un oscillateur à fréquence stabilisée; (*f*) des étages amplificateurs H. F.; (*g*) un étage d'amplification modulé; (*h*) des filtres de bande; (*i*) le diplexer, les dispositifs adaptateurs d'impédance, la ligne de transmission; (*j*) l'antenne; (*k*) les générateurs de signaux de synchronisme; (*l*) les appareils de mesure; (*m*) les dispositifs d'alimentation.

Caméra de télévision.

La caméra remplit deux fonctions principales. Elle comprend d'abord un système optique qui reduit la scène à transmettre à une petite image lumineuse projetée sur la surface photosensible du tube de prise de vues, où se forme une réplique électrique de cette image, qui est balayée par un faisceau explorateur. Cette image est ainsi convertie en un signal électrique (vidéo). Comme ce signal est très faible, la caméra comprend en outre un dispositif de préamplification du signal, qui est ensuite transmis par câble aux moniteurs, à la régie et aux amplificateurs de modulation de l'émetteur.

La caméra comporte généralement une tourelle à plusieurs objectifs de distances focales différentes, choisies selon la distance des sujets. Elle est en outre généralement munie d'un tube cathodique témoin qui permet à l'opérateur de voir l'image produite. La caméra est montée sur un chariot mobile comportant parfois un siège pour l'opérateur, et des moteurs pour la déplacer et l'orienter.

Tube de prise de vues.

Le type de tube le plus employé est l'*image orthicon*. La figure 15-11 le représente en coupe. La flèche dessinée à gauche représente l'objet dont l'objectif forme l'image sur la photo-cathode placée dans l'ampoule (vidéo) du tube. Cette photo-cathode émet des électrons proportionnellement à la quantité de lumière qu'elle reçoit localement. Si un point est très lumineux, une quantité d'électrons plus grande sera émise par ce point. Un point noir (non éclairé) n'émet pas d'électrons. Le processus est continuel, et les électrons émis sont attirés par une cible de verre très mince, qui est à un potentiel de + 300 V par rapport à la photo-cathode. Ils sont focalisés sur la cible par un bobinage de concentration extérieur. Quand ils l'atteignent, ils ont suffisamment d'énergie cinétique pour libérer plusieurs électrons secondaires. Un fin grillage placé devant la cible recueille les électrons secondaires et joue le rôle de seconde armature d'un condensateur. Le dos de la cible est balayé par un faisceau provenant d'un canon situé à droite, et qui dépose sur elle la quantité d'électrons nécessaire à neutraliser les charges. Les autres retournent au voisinage du canon, où ils sont captés par un multiplicateur d'électrons à cinq étages donnant un gain de plusieurs centaines, améliorant le rapport signal/souffle et facilitant le couplage de sortie. Les divers étages sont alimentés à 1500 V par rapport à la cathode.

La cible est une feuille de verre d'environ 0,025 mm d'épaisseur, assez conducteur pour que les charges des faces opposées se neutralisent en le traversant pendant la durée d'un balayage, mais ne s'étendent pas aux

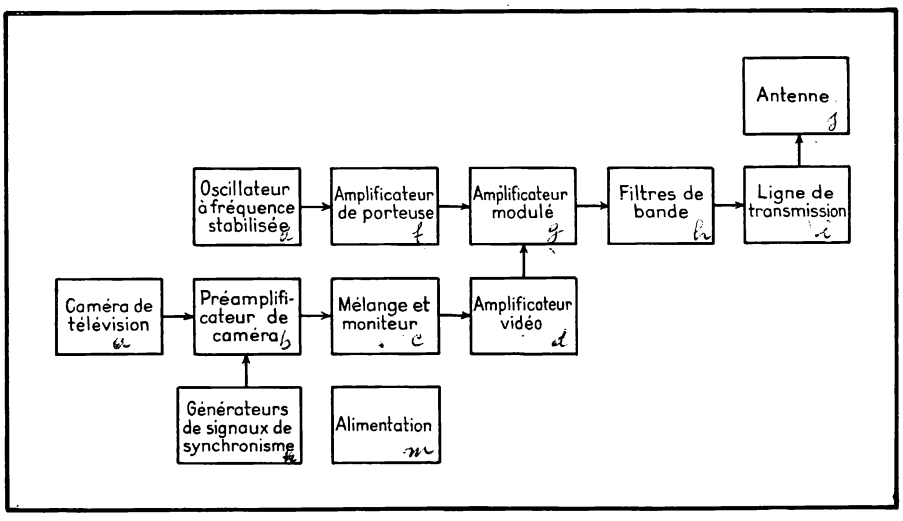


Fig. 15-10. — Schéma-bloc d'un émetteur de télévision.

éléments d'image voisins. Le faisceau explorateur est soumis au champ déflecteur de bobinages entourant le col du tube.

Le signal sortant est préamplifié dans la caméra avant d'être transmis par le câble de liaison. Selon les standards, cet amplificateur a une bande passante de 5,5 à 10 MHz avec un gain sensiblement constant. Il faut en outre que les composantes du signal, quelle qu'en soit la fréquence, traversent toutes l'amplificateur dans le même laps de temps, faute de quoi les formes d'ondes constituantes seront déformées. Idéalement, une composante à 30 Hz ou à 5 MHz (ou 10) doit être à la sortie dans le même rapport de phases qu'à l'entrée. Si, par exemple, une scène a pour fond un ciel ou un mur uni, pendant tout un temps cette composante ne variera pas ou très peu, et les

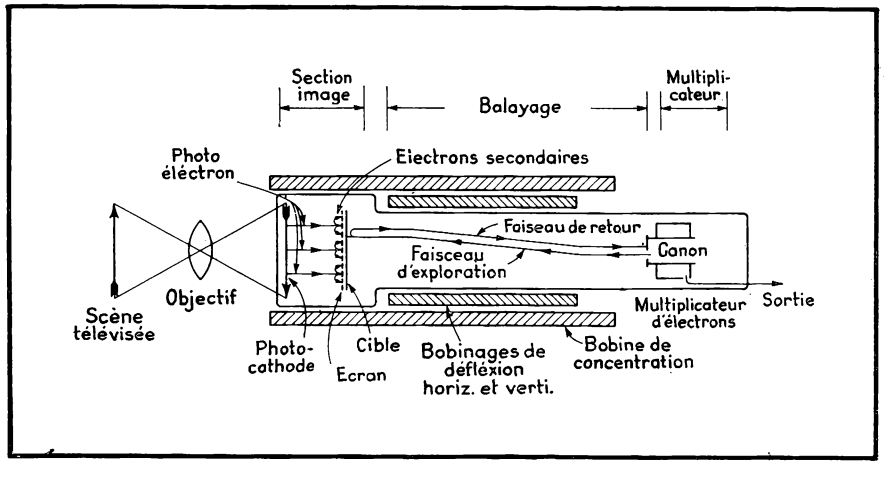


Fig. 15-11. — Tube image orthicon.

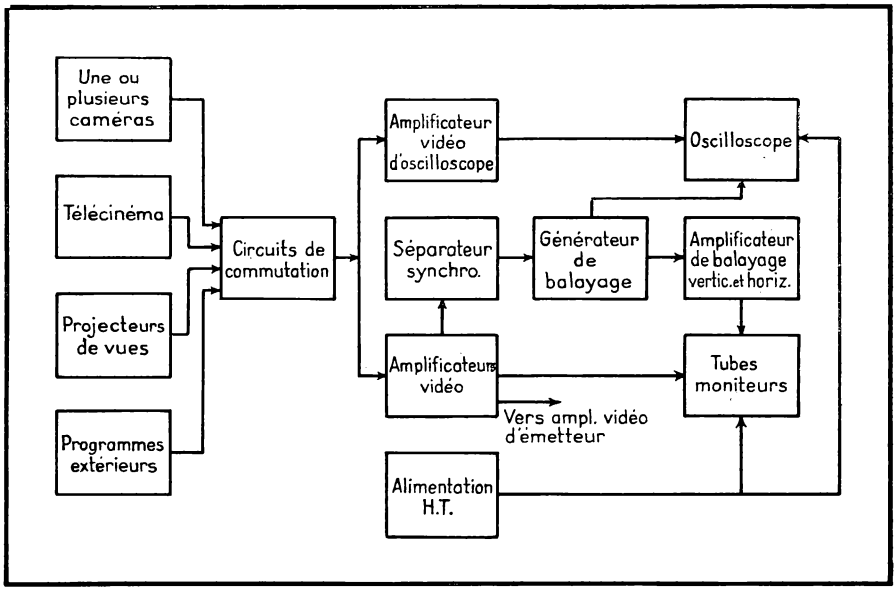


Fig. 15-12. — Schéma d'un équipement de régie.

signaux correspondants seront à des fréquences très basses. Mais les détails de la physionomie des acteurs, tous les petits détails situés en premier plan, constituent les fréquences élevées du signal, car d'un point à un autre de ces détails existent de grandes différences de brillance. Et, pour que ces détails conservent leurs places respectives par rapport au fond, il faut que les deux sortes de signaux, à fréquences basses ou à fréquences élevées, soient transmises dans le même temps, sans quoi des décalages se produiront dans l'image reproduite. Et pour les fréquences élevées, il suffit que ce décalage représente une fraction de microseconde pour que le défaut soit apparent.

Moniteurs et mélangeurs.

Les éléments d'un programme arrivent de points variés, de plusieurs caméras captant divers aspects d'un spectacle réalisé en studio, parmi les images desquelles il faut choisir la meilleure, en changer pour varier. Le tout aboutit à une régie équipée de dispositifs de commutation et de récepteurs témoins donnant les diverses images. En outre, à ce point parviennent également les programmes transmis d'autres stations, les films, les mires, etc. La figure 15-12 schématise l'équipement dont il est fait usage pour combiner et fournir à l'émetteur le signal qu'il transmettra.

La tâche de la régie est non seulement de choisir, mais de combiner les images, de les mélanger à l'occasion, de passer graduellement de l'une à l'autre, de les superposer. Un écran au moins montre l'image émise. Dans le cadre du programme établi d'avance, le régisseur doit faire appel à son propre jugement. En plus des tubes cathodiques montrant les images complètes, il est normal que d'autres tubes montrent l'analyse du signal vidéo ligne par ligne, et même les différents éléments composant ce signal. Un opérateur expérimenté peut juger d'un coup d'œil, d'après l'analyse du signal vidéo, du fonctionnement correct ou non de tout l'ensemble.

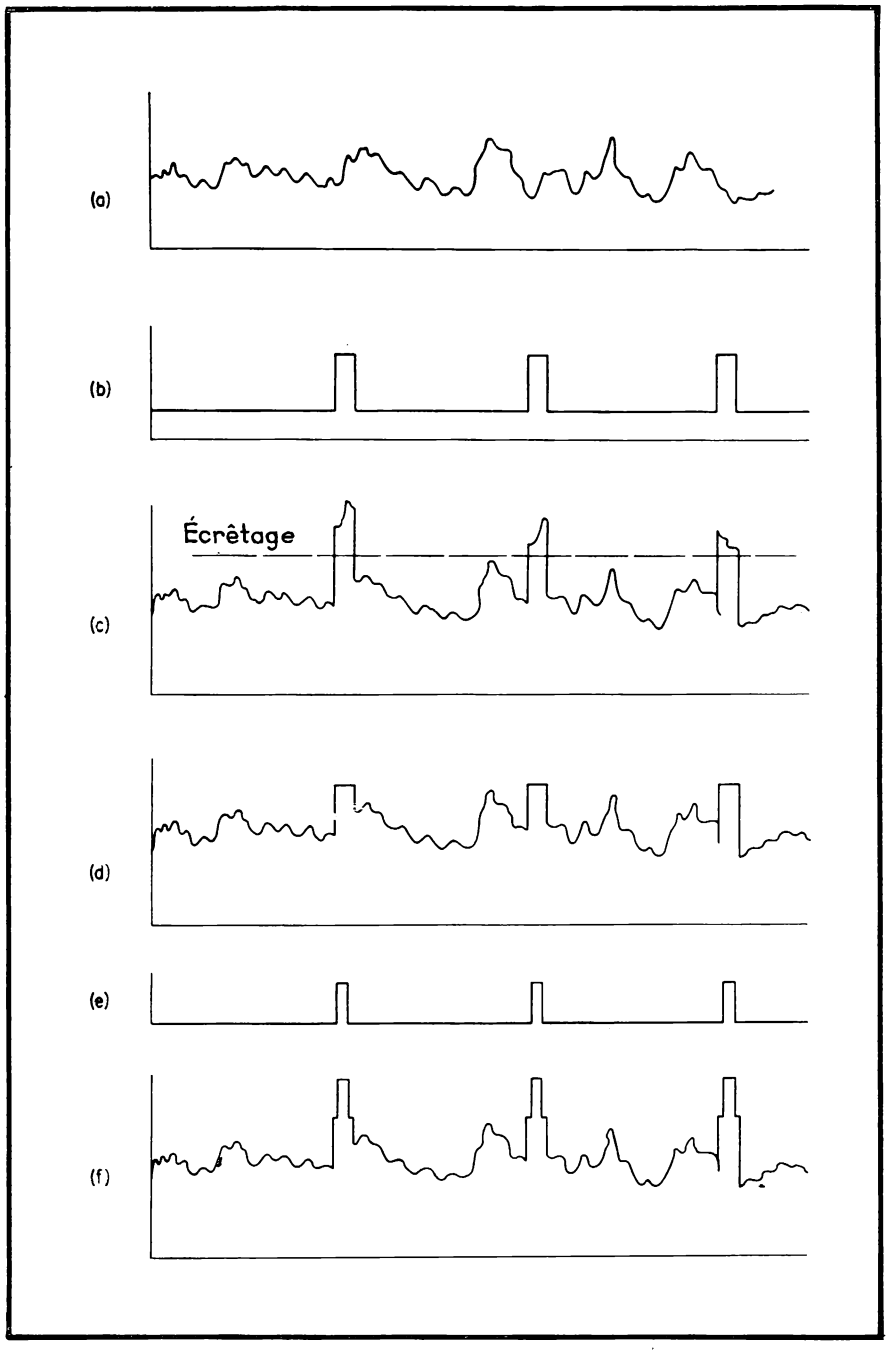


Fig. 15-13. — Formation du signal composite.

De la régie, le signal est envoyé aux étages vidéo et modulateur de l'émetteur.

Polarité de la modulation.

Comme on l'a déjà laissé entendre plus haut, la porteuse d'un émetteur de télévision peut être modulée en polarité positive ou négative. Les deux procédés ont leurs défenseurs et leurs antagonistes. En fait, la modulation négative est de loin la plus répandue dans le monde, la France, l'Angleterre et la Belgique (1) étant les trois seuls pays à faire exception. Quel que soit le procédé, le signal vidéo résultant de la détection est semblable, et le plus souvent, pour passer de l'un à l'autre, il suffit d'inverser les connexions de la diode détectrice. Dans la modulation positive, l'amplitude maximum du signal représente un blanc d'image, la modulation vidéo occupant, du noir au blanc, les amplitudes comprises entre 25 et 100 %. Les signaux de synchronisme occupent le reste, soit de zéro à 25 %; un top est alors pratiquement une coupure de la porteuse. En modulation négative, le noir est à 75 %, et les signaux de synchronisme à 100 %. Le reste est occupé par la modulation d'image, non jusqu'à zéro, mais jusqu'à environ 10 % : la porteuse, en effet, ne peut jamais être interrompue par suite de la façon dont le son est émis et reçu, par le procédé dit « par interporteuse ». Une coupure de la porteuse image provoque dans ce cas une interruption du son.

Les principaux effets de la polarité de modulation sont que, quand elle est positive, les parasites apparaissent comme des blancs d'image, sous forme de taches, tandis que quand elle est négative, ils se mélangent aux signaux de synchronisme et les perturbent parfois sérieusement, ce qui nécessite des circuits de synchronisation plus compliqués. En revanche, un parasite est alors un « super noir » sur l'écran.

Composition du signal de télévision.

La figure 15-13 montre comment s'assemblent les éléments du signal. (Cette figure représente une modulation négative. Il suffit de la regarder à l'envers en prenant la crête des impulsions comme nouveau zéro pour en faire une modulation positive.) En *a*, est représenté le signal vidéo fourni par la caméra et son préamplificateur. On y ajoute une série d'impulsions d'effacement (*b*) et l'on obtient le signal (*c*) où les impulsions sont à 75 % de l'amplitude maximum, après écrêtage (ligne en trait interrompu) ce qui donne le signal (*d*). On y ajoute enfin des tops de synchronisation (*e*) pour obtenir le signal complet (*f*) atteignant 100 %. Du fait que le palier constitué par le signal d'effacement est le niveau du noir de l'image (voir fig. 15-5), les tops ne peuvent aucunement modifier celle-ci : le tube cathodique est amené à un « super noir » qui ne fait que le polariser plus loin au-delà du point de coupure. Il en est de même des parasites, dans le cas de la modulation négative. Le palier précédant le top est destiné à garantir l'effacement avant que le retour du balayage soit déclenché par le top.

Composition générale d'un récepteur.

Bien qu'il existe de nombreuses variantes de montages selon les constructeurs, un récepteur comprend les éléments indiqués par la figure 15-14. Ce sont (*a*) l'antenne de réception et sa descente; (*b*) un étage d'amplification H. F.; (*c*) un tube mélangeur assurant la conversion de fréquence;

(1) La Belgique a cessé d'émettre en 819 lignes.

(*d*) un oscillateur local; (*e*) un amplificateur F. I. image; (*f*) un détecteur image; (*g*) un amplificateur vidéo; (*h*) un tube cathodique et ses circuits de commande; (*i*) un étage séparateur des signaux de synchronisme; (*j*) une base de temps verticale et les circuits de balayage associés; (*k*) une base de temps horizontale, ses circuits de balayage, et une diode d'amortissement; (*l*) un générateur de T. H. T. associé à cette base de temps; (*m*) un circuit de C. A. S.; (*n*) un amplificateur F. I. son; (*o*) un détecteur son; (*p*) un amplificateur B. F. et un haut-parleur; (*q*) une alimentation générale, chauffage des lampes et H. T.; (*r*) un certain nombre de commandes, accessibles ou non, ces dernières réglées au moment de l'installation de l'appareil.

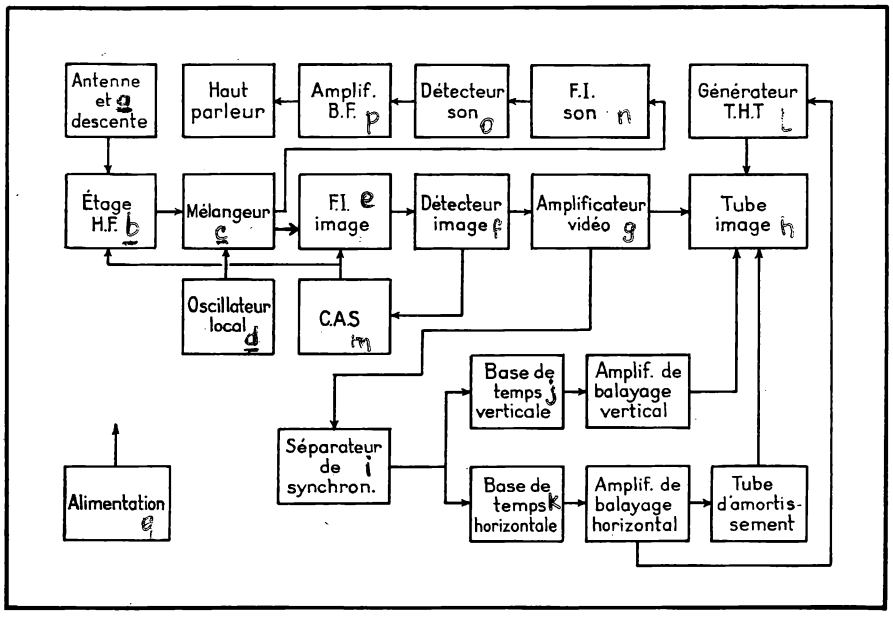


Fig. 15-14. — Schéma-bloc d'un récepteur de télévision.

Les commandes accessibles agissent généralement sur (*a*) l'accord; (*b*) la puissance du son; (*c*) le contraste de l'image; (*d*) la brillance; (*e*) le balayage vertical; (*f*) le balayage horizontal; (*g*) la focalisation.

Les commandes d'accord et de son sont analogues à celles d'un récepteur de radiodiffusion. Le réglage de contraste est le plus souvent celui du gain de l'amplificateur F. I. image. En augmentant l'amplitude du signal, on augmente le rapport de luminosité entre noirs et blancs d'image — donc le contraste de celle-ci. Le réglage de brillance agit sur la polarisation du tube cathodique et ajuste le niveau d'éclairement d'ensemble de l'image. Il permet en particulier d'amener le noir à sa valeur correcte, empêchant qu'on ne voie les traces de retour du balayage. Il est parfois placé à l'arrière de l'appareil, parce que quand son réglage est correct on doit rarement le retoucher. Le réglage de focalisation (ou concentration) agit sur la finesse du spot. On l'ajuste pour un maximum de netteté des détails. Les réglages des bases de temps, eux aussi placés à l'arrière, concernent les fréquences des bases de temps et la linéarité du balayage.

Tube cathodique.

C'est, dans son principe, un tube d'oscilloscope de grandes dimensions (fig. 15-15), dont l'écran est revêtu d'une matière qui devient phosphorescente au point d'impact du faisceau électronique (rayon cathodique, d'où son nom). Ce faisceau peut être concentré de manière à former sur l'écran un point très petit (spot), et ce réglage est stable pour une gamme étendue de tensions de polarisation de grille (ou *wehnelt*). La couche phosphorescente est recouverte au dos d'une pellicule d'aluminium qui évite des réflexions à l'intérieur du tube, renvoie la lumière produite en avant, et empêche la formation de la tache ionique dans les tubes à déflexion électromagnétique. Cette tache cause un assombrissement au centre de l'écran. Les ions ne pénétrant pas la couche d'aluminium ne peuvent détériorer la matière phosphorescente. Quand les tubes ne sont pas aluminisés, on emploie un déflecteur magnétique dit « piège à ions » qui les détourne et les empêche d'atteindre l'écran.

Séparateur.

A la sortie de l'amplificateur vidéo, on retrouve normalement un signal semblable à celui qui a servi à moduler l'émetteur. De ce signal, il faut extraire les tops destinés à synchroniser les bases de temps. C'est la fonction de l'étage séparateur, qui est souvent suivi de circuits de triage séparant les tops de lignes des tops d'images pour les envoyer aux deux bases de temps.

Alimentation T. H. T. par retour du balayage lignes.

Quand un courant constant traverse un bobinage, de l'énergie est emmagasinée dans le champ magnétique. La quantité d'énergie est égale à $L I^2/2$, où L est l'inductance de la bobine et I l'intensité du courant à l'instant

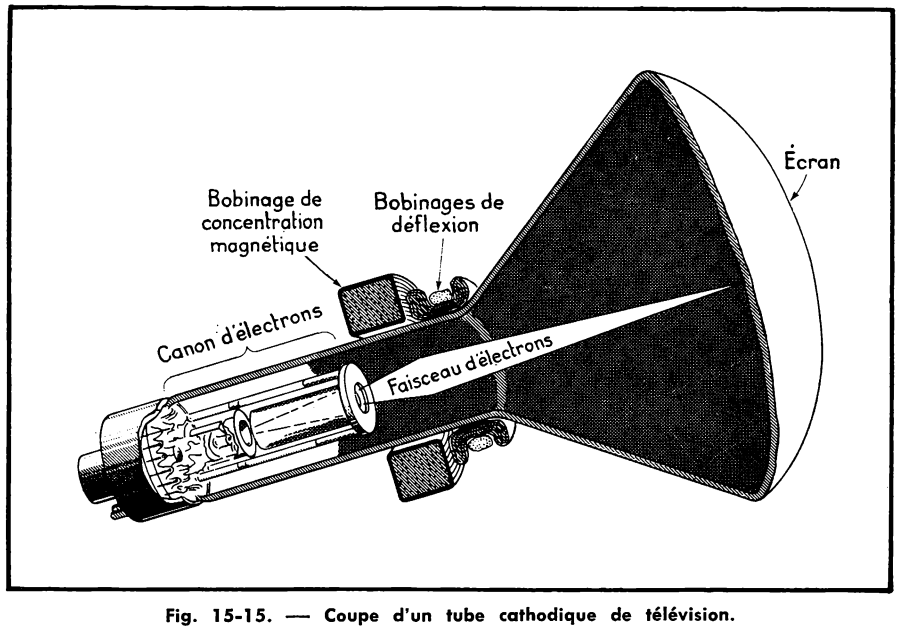


Fig. 15-15. — Coupe d'un tube cathodique de télévision.

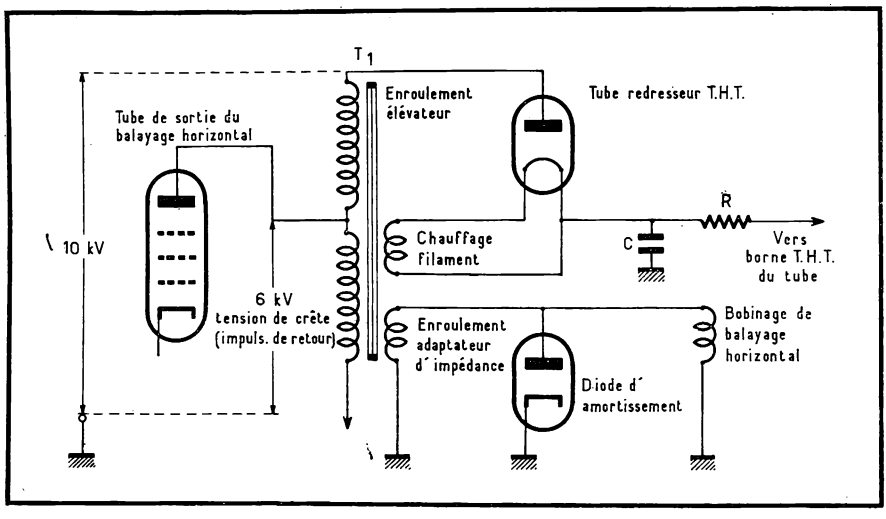


Fig. 15-16. — Alimentation T. H. T. par retour du balayage ligne.

considéré. Si ce courant est brusquement interrompu, l'énergie du champ magnétique est restituée : elle se manifeste notamment sous forme d'étincelles au point de coupure du circuit. On la retrouve dans la bobine, aux bornes de laquelle apparaît une tension d'autant plus élevée que l'interruption du courant a été plus rapide, c'est-à-dire que la durée du passage de l'intensité maximum à zéro a été plus courte. Interrompre un circuit contenant une inductance est donc un moyen de produire une tension élevée, et la source du courant interrompu peut être à basse tension.

Dans les bobinages de déflexion verticale d'un tube cathodique, la variation du courant n'est pas assez rapide pour produire de très hautes tensions. Mais dans ceux de déflexion horizontale, le retour du balayage s'effectue avec une très grande rapidité, de sorte que l'on peut normalement trouver dans les bobinages une intensité de crête de 1 A, intensité qui, dans le cas du standard à 625 lignes, tombe à zéro en environ 7 μs (soit moins que la durée du signal d'effacement, qui est de 10,5 μs). Le taux de variation moyen du courant est donc de $1/(7 \times 10^{-6})$, soit plus de 140 000 A/s. Du fait que la tension engendrée aux bornes de l'inductance est égale au produit de celle-ci par le taux de variation, la tension de crête aux bornes d'une bobine de 14 mH (valeur courante) est de l'ordre de 2000 V. Quand cette tension est multipliée par le rapport du transformateur adaptateur d'impédance (fig. 15-16), en supposant un rapport de 3/1, la tension de crête est de 6000 V sur la plaque du tube de sortie lignes.

On met à profit ce phénomène pour produire la très haute tension (T. H. T.) nécessaire à l'anode finale du tube cathodique. A cette fin, un enroulement élévateur de tension additionnel est ajouté au transformateur, et la tension obtenue est appliquée à la plaque d'une diode redresseuse spéciale (1B3, EY51, etc.). La cathode de celle-ci est chauffée par un enroulement d'une ou deux spires sur le même transformateur. Selon le type de récepteur, on trouve à la sortie une tension qui peut être de 10 000 à 15 000 V, et qui est filtrée par une cellule R-C, voire un simple condensateur. Comme le tube exige un courant très faible (de l'ordre de 100 μA) le système fonctionne très bien et permet de récupérer une partie de l'énergie électromagnétique qui serait perdue sans sa présence.

La régulation d'une telle source de tension est très mauvaise, mais dans ce cas c'est plutôt un avantage, car cela évite un choc dangereux aux personnes qui viendraient à toucher cette haute tension en réparant l'appareil — quoique dans la mesure du possible il soit toujours préférable de couper le courant pour éviter cet incident. Les alimentations T. H. T. de ce système cessent évidemment de fonctionner quand la base de temps lignes est en panne, ce qui est un autre avantage, car cela évite la brûlure de l'écran par le spot.

Dans certains cas, il est possible d'obtenir des tensions encore plus élevées au moyen de montages doubleurs ou tripleurs.

Tube d'amortissement.

Les bobinages de déflexion ont toujours une certaine capacité entre spires, et une capacité par rapport à la masse, en plus de leur inductance et de leur résistance. A moins que cette résistance ne soit très élevée (ce qui n'est pas possible en pratique) les bobinages forment un circuit oscillant excité par choc lors des brusques variations du courant de déflexion. Ces oscillations causent des déformations du courant et, par suite, du balayage. Si l'on branche une résistance aux bornes des bobinages, on pourra amortir l'oscillation indésirable, mais cela causera une déperdition d'énergie considérable. Ce qu'il faut, c'est un interrupteur instantané qui branche la résistance au moment critique et l'élimine du circuit le reste du temps. On peut à cette fin se servir d'une *diode d'amortissement* dont la résistance interne est traversée par un courant important quand son anode est positive par rapport à sa cathode.

Restitution de la composante continue.

Dans la plupart des amplificateurs vidéo, les liaisons entre étages sont faites par capacités, de sorte que la composante continue du signal ne peut parvenir au tube cathodique. Mais on peut la restituer au signal de sortie. Sur la figure 15-17 *a* et *b*, sont représentées deux lignes du signal d'image avec les tops de synchronisme correspondants. La valeur moyenne de la tension est l'axe de part et d'autre duquel les surfaces hachurées sont égales. En 15-17 *a* est représentée une ligne de signal correspondant à une image presque blanche, et en 15-17 *b* une ligne presque noire. Quand ces signaux ont traversé un amplificateur à liaison par capacité, la tension continue est fixée par l'axe au lieu d'être comme en *a* et *b* la valeur de pointe. Les lignes contiennent à peu près les mêmes détails, mais le fond est plus clair (plus blanc) en *a* qu'en *b*, où le niveau moyen est plus proche du niveau du noir (paliers du signal d'effacement, voir fig. 15-5). Les variations de signal produites par la caméra, qui produisent les détails de l'image, sont des composantes alternatives; la valeur moyenne du signal est la composante continue. A la sortie de la détection les deux composantes existent. Après l'amplificateur, la composante alternative subsiste seule. Le signal de sortie est centré sur l'axe ayant de part et d'autre des aires d'égale superficie (voir fig 15-17 *c* et *d*). Cela signifie que la teinte de fond moyenne est plus sombre qu'elle ne devrait l'être, et que les impulsions de synchronisation (ainsi que les paliers du signal d'effacement) ne sont plus alignées sur un niveau fixe, ce qui peut causer une synchronisation instable et laisser apparaître sur l'écran les traces du retour de balayage, du fait que la grille du tube n'est pas polarisée au point de coupure pendant ce retour.

La méthode la plus communément employée pour restituer la composante continue consiste à placer une diode en parallèle sur la sortie de l'amplificateur. Cette diode charge le condensateur de liaison à la tension de pointe du signal, et si la constante de temps du circuit est suffisamment grande, le condensateur ne peut se décharger assez vite pour suivre les variations instantanées du niveau (fig. 15-17 *e*). Au moment où se présente l'impulsion de synchronisation, la plaque de la diode est rendue positive, et par sa très faible résistance interne, elle débite un courant qui charge le condensateur selon la polarité indiquée, jusqu'à la valeur de crête de l'impulsion.

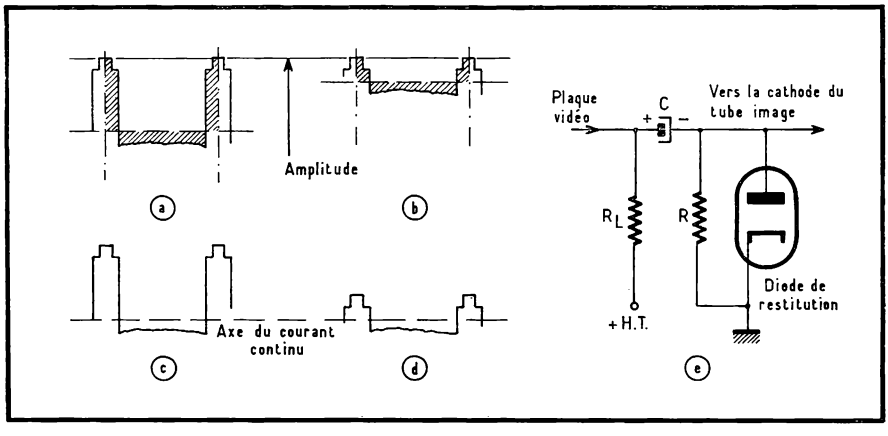


Fig. 15-17. — Restitution de composante continue. Formes d'ondes et montage pratique.

L'impulsion passée, la diode cesse d'être conductrice. Pour un fonctionnement correct, la constante de temps de R C est de l'ordre de 0,05 *s*. La décharge est faible entre deux impulsions successives, et chacune recharge le condensateur en remplaçant la petite quantité d'énergie dissipée.

Tout ce processus n'altère aucunement le contenu du signal d'image, puisque, quand la diode débite, le tube est bloqué par l'impulsion. Comme la diode est directement aux bornes du tube cathodique, celui-ci est soumis à la tension continue ainsi rétablie, de sorte que la brillance de l'image moyenne l'est également.

Dans le cas d'une modulation négative, le fonctionnement de ce dispositif est plus ou moins perturbé par les parasites qui se présentent dans le même sens que les tops. Le remède est dans ce cas d'écrêter à l'avance tout ce qui dépasse le niveau des tops. Quand la modulation est positive, la question ne se pose pas, et il est possible d'éliminer les parasites au moyen de dispositifs très satisfaisants.

Si la grille (wehnelt) du tube est rendue légèrement positive par les tops de synchronisation, un certain courant est débité, et une tension apparaît aux bornes de la résistance de grille. En chargeant par ce moyen un condensateur, on obtient une restitution effective, l'espace cathode-wehnelt accomplissant l'office d'une diode. Il existe d'ailleurs d'autres dispositions possibles.

Récepteur son.

Il existe deux procédés principaux pour la réception du son. Les récepteurs aux standards français (819 ou 625 lignes) utilisent le premier : à la sortie de l'étage convertisseur on trouve deux signaux distants, en fréquence,

de la valeur dont diffèrent les deux porteuses son et image de l'émetteur. Deux amplificateurs F. I. accordés chacun sur l'une de ces fréquences amplifieront l'un le signal d'image, l'autre le signal de son. Pour ce dernier, une détection classique et un amplificateur B. F. accomplissent le reste comme dans un récepteur de radiodiffusion.

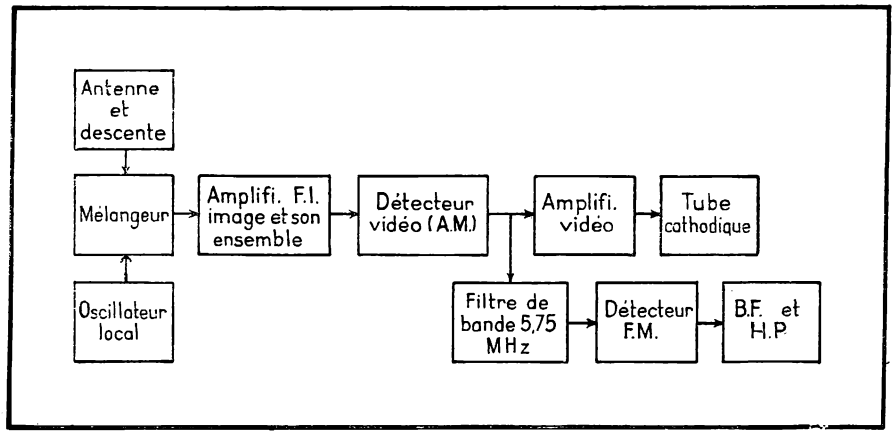


Fig. 15-18. — Récepteur à procédé « interporteuse ».

Ce procédé est toujours appliqué lorsque le son est transmis en modulation d'amplitude. Comme il peut convenir à la modulation de fréquence, on le trouve également sur les récepteurs multistandards, et alors le détecteur est modifié selon le type de modulation, de manière, par exemple, à transformer un détecteur de rapport, convenant à la F. M., en simple diode pour le son A. M.

Un autre procédé, dit « par interporteuse », est employé quand le son est transmis uniquement en F. M. (fig. 15-18). La conversion accomplie par le détecteur vidéo donne, par suite du battement entre les deux porteuses son et image, une fréquence égale à la différence qui existe entre celles-ci, soit 4,5 MHz dans le standard américain à 525 lignes, ou 5,5 MHz dans le cas du

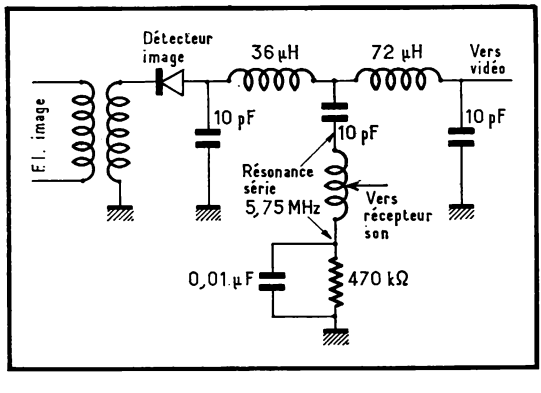


Fig. 15-19. — Prise du signal son d'un récepteur à interporteuse.

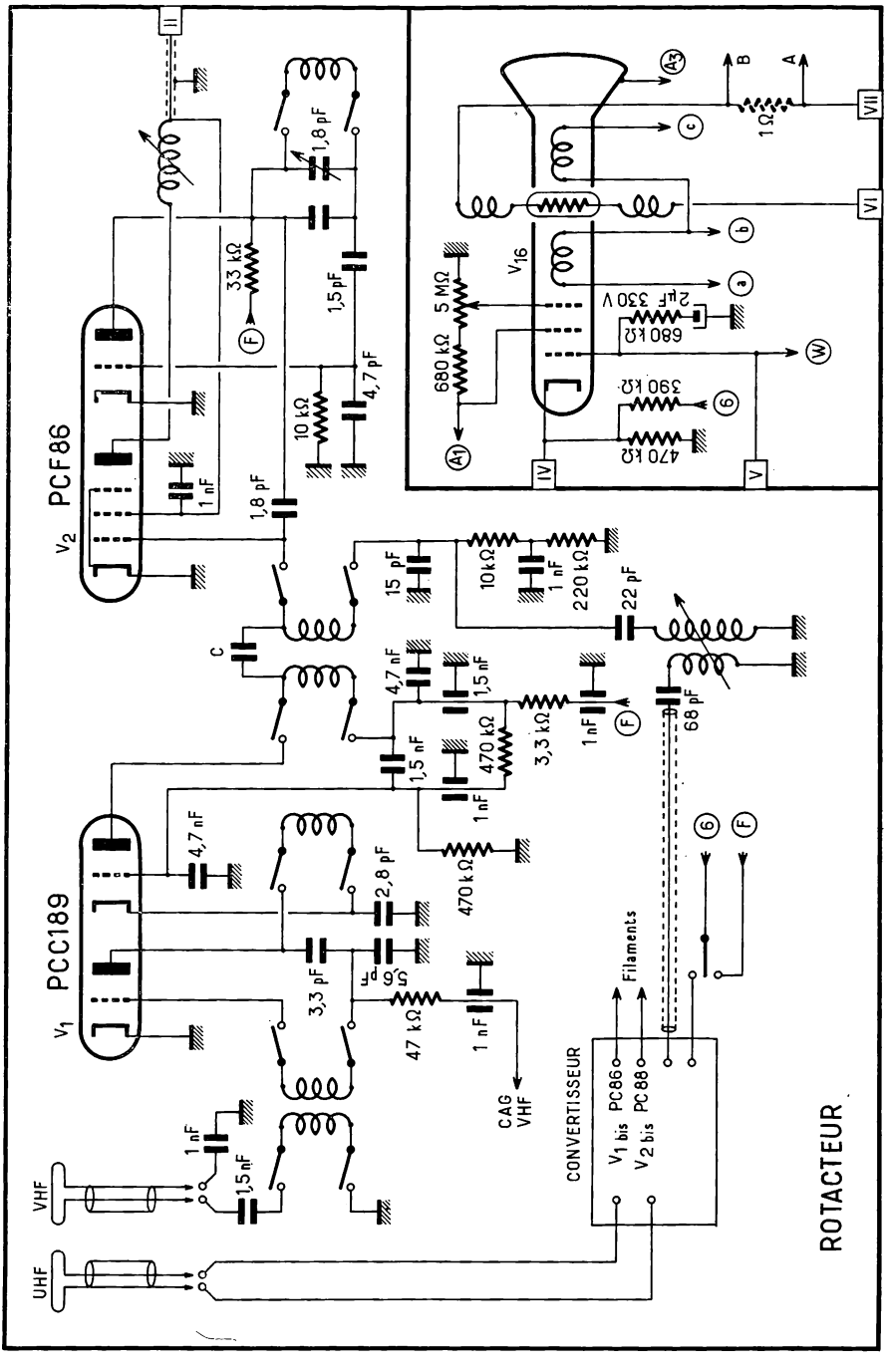


Fig. 15-20. — Première partie du schéma du récepteur de télévision, 625 lignes (Schneider).

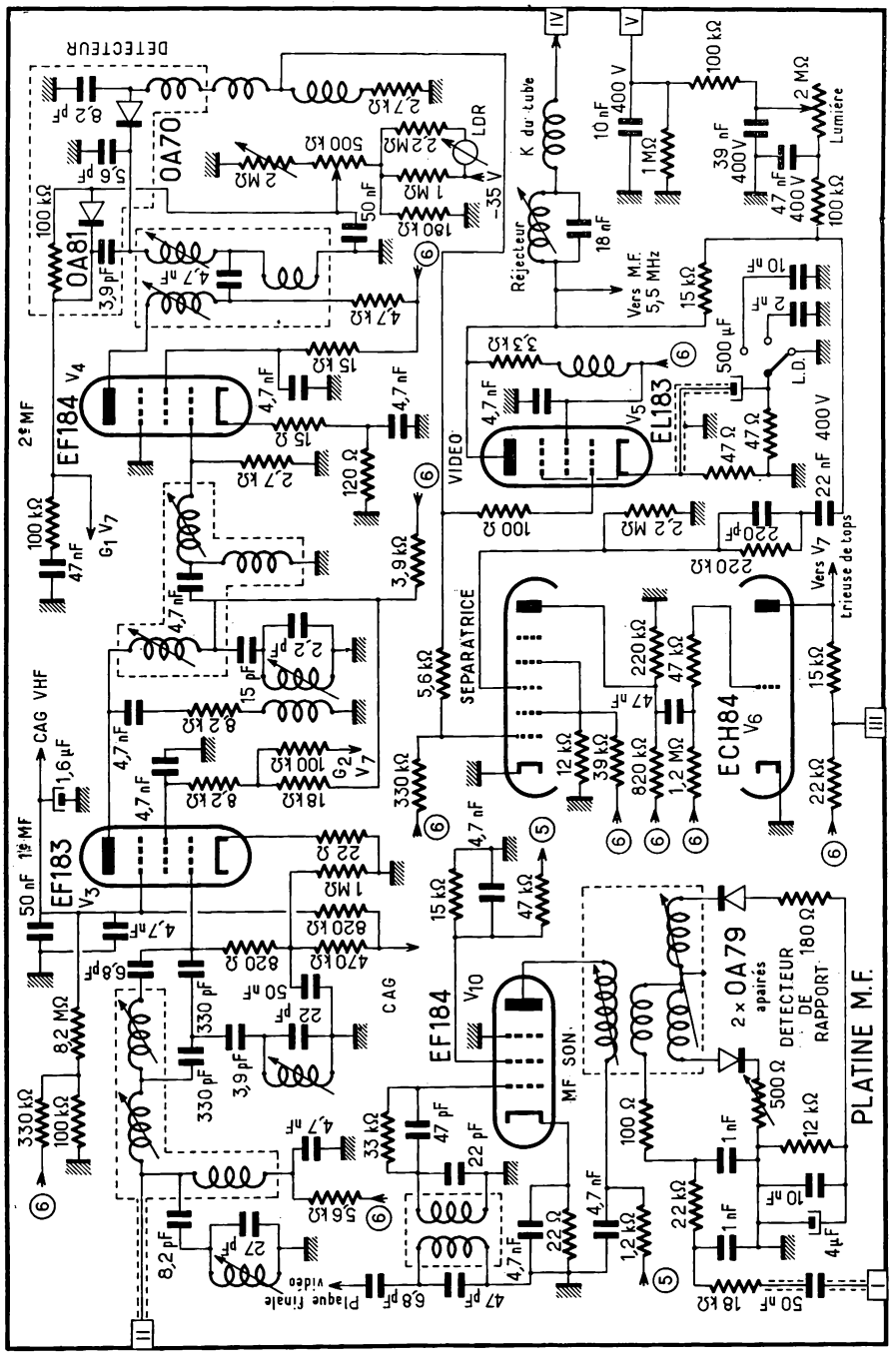


Fig. 15-20 (suite). — **Téléviseur 625 lignes (2e partie).**

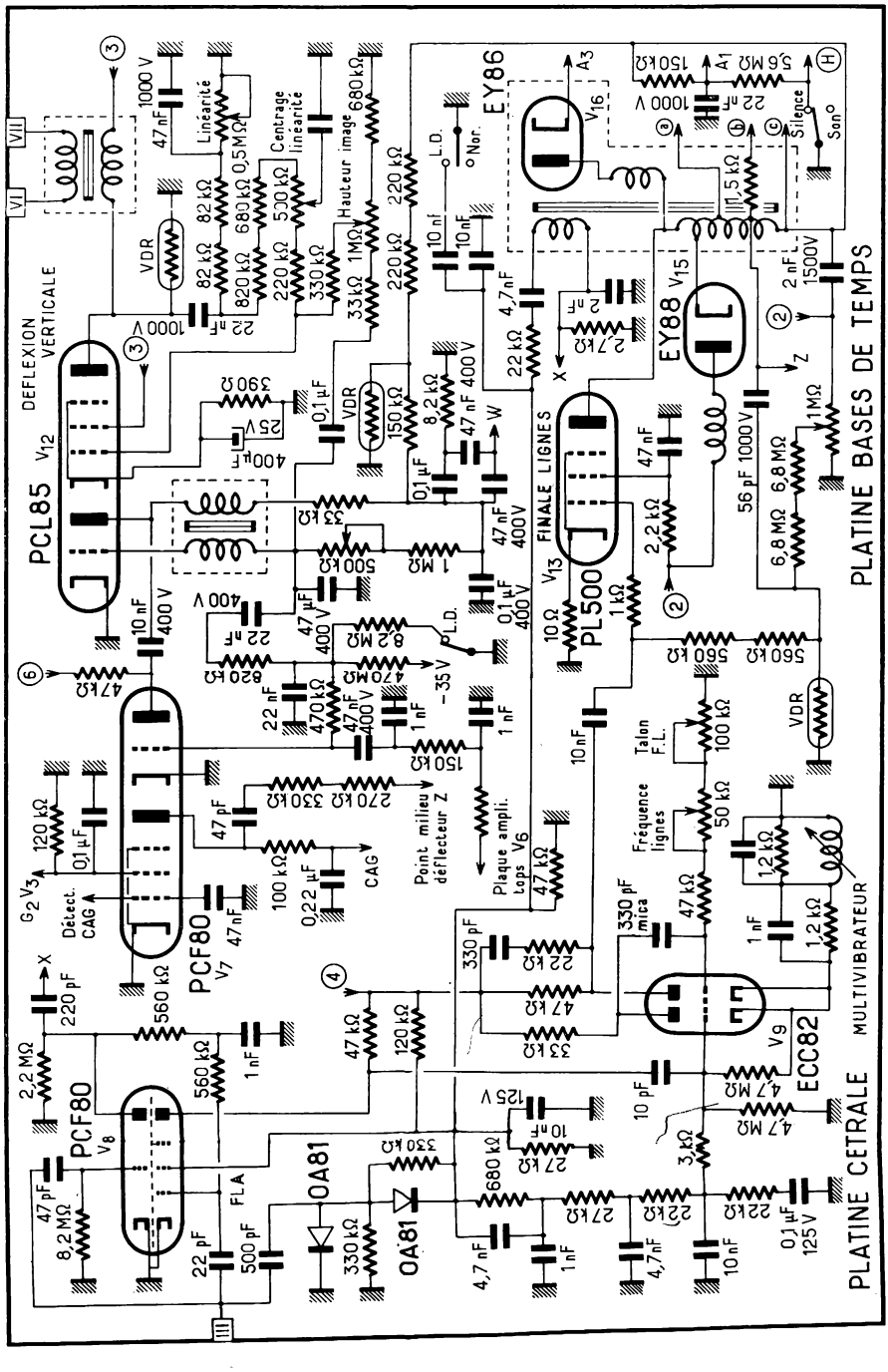


Fig. 15-20 (suite). — **Téléviseur 625 lignes (3e partie).**

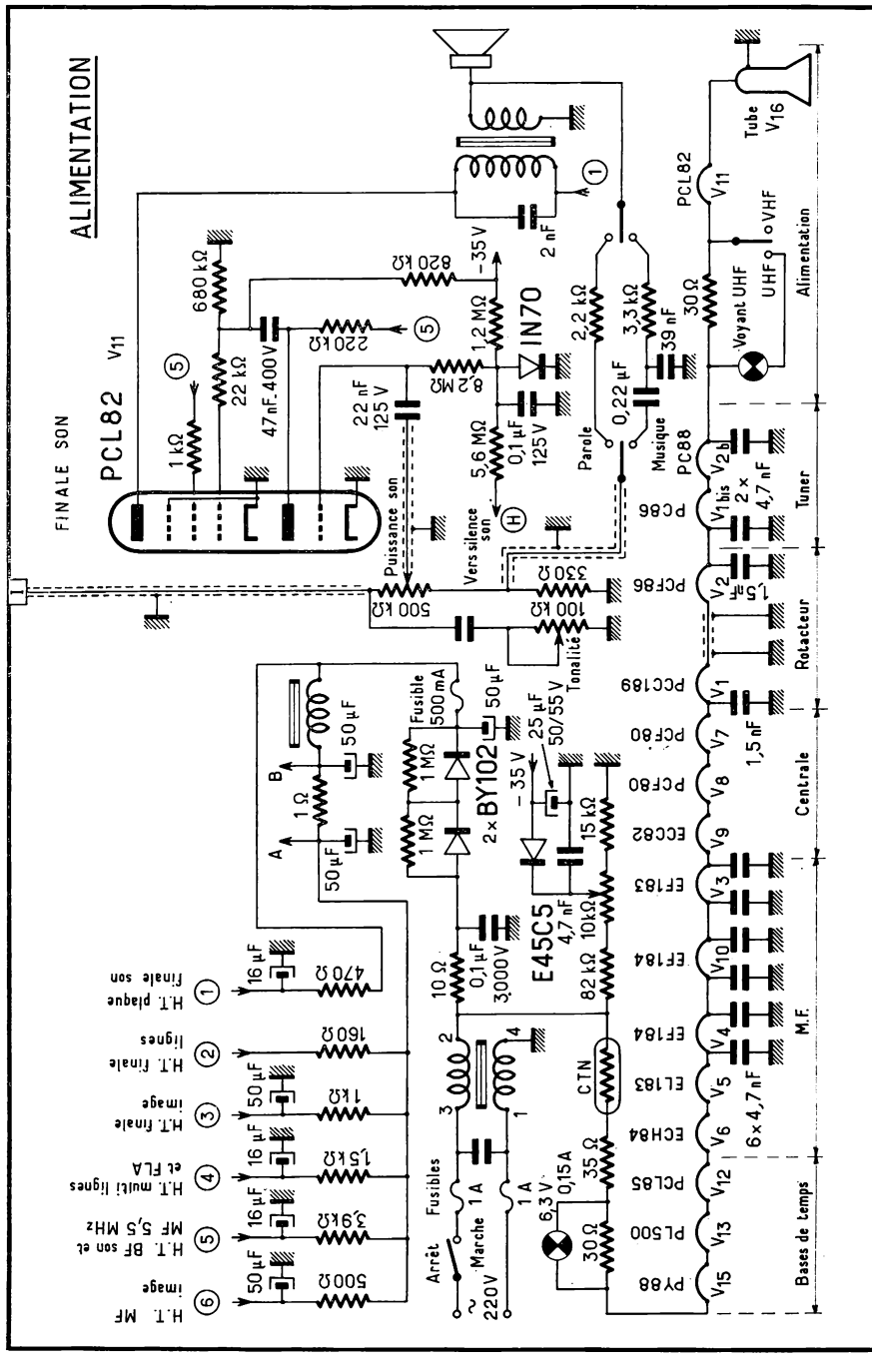


Fig. 15-20 (suite). — **Téléviseur 625 lignes (4e partie).**

625 lignes européen. L'amplificateur F. I. son est accordé sur cette valeur, et il est suivi d'un discriminateur, détecteur de rapport ou autre détecteur F. M., et d'une B. F. classique. La figure 15-19 montre comment s'accomplit le prélèvement après la détection vidéo, et le schéma 15-20 donne la constitution du récepteur complet.

Récepteur de télévision classique (standard américain ou européen 625 lignes).

La figure 15-20 est le schéma d'un téléviseur destiné à la modulation négative (standard américain ou européen 625 lignes), la seule différence pour passer de l'un à l'autre étant de modifier la fréquence d'accord de l'amplificateur F. I. son. Pour l'employer sur les standards français, des modifications plus importantes seraient nécessaires; mais à part la réception du son F. M. par le procédé « interporteuse », le schéma d'ensemble est le même dans son principe.

Ce récepteur comporte une amplification H. F., commune au son et à l'image, par une double triode PCC189 montée en « cascode ». Cet amplificateur H. F. est suivi d'un étage convertisseur constitué par la partie pentode d'une PCF86; la partie triode de ce même tube est montée en oscillatrice. Les différents bobinages d'accord et d'oscillation sont pré-réglés et commutés pour chaque canal au moyen d'un tambour rotatif (« rotacteur »). Un petit condensateur variable permet le réglage fin de la fréquence d'oscillation.

L'amplificateur F. I. images comporte deux étages équipés de pentodes (EF183, EF184). La détection vidéo est effectuée par une diode au germanium OA70. L'étage vidéo, qui module le tube-images par la cathode, est équipé d'une pentode EL183. Le contraste est réglé par variation de la polarisation de base des étages F. I. et de l'étage H. F.; ces étages reçoivent également une tension de C. A. G. indépendante du contenu de l'image. Cette tension de C. A. G. est obtenue par détection séparée à la sortie de l'amplificateur F. I. (OA81), et amplification par la partie pentode d'une PCF80 périodiquement débloquée au rythme du balayage lignes.

Le récepteur son comporte un étage F. I. (EF184), un détecteur de rapport (2 × OA79) et deux étages B. F. classiques (pentode-triode PCL82).

Les signaux de synchronisation sont séparés du signal vidéo, à la sortie de la détection image, par la partie heptode d'une ECH84 dont la partie triode écrête et amplifie les tops. On trouve ensuite la partie triode de la PCF80 (amplificatrice de C. A. G.) sur la plaque de laquelle sont prélevés les tops d'images qui synchronisent la base de temps verticale (oscillateur bloqué, triode d'une PCL85, et étage de puissance, pentode de ce même tube). Les signaux prélevés sur la plaque de la partie triode de l'ECH84 sont également envoyés vers un étage comparateur de phase (2 × OA81 et PCF80), qui reçoit par ailleurs des impulsions de retour du balayage lignes, délivrées par un enroulement sur le transformateur de sortie de la base de temps horizontale. La tension d'erreur délivrée asservit en fréquence l'oscillateur lignes (multivibrateur ECC82), suivi de l'étage de puissance, PL500. Ce dernier est couplé aux bobines de déflexion par un transformateur qui fournit également la T. H. T. par redressement des impulsions de retour lignes (EY86). La diode d'amortissement est une EY88.

L'alimentation du type « tout-courant », avec filaments en série et redressement par diode au silicium, est classique. Il est évident que, dans ce domaine, de nombreuses variantes sont possibles. Le choix des types de circuits dépend surtout de considérations d'ordre technique et du prix de l'appareil.

Projection sur grand écran.

Les tubes cathodiques sont devenus de plus en plus grands depuis les débuts de la télévision, et il semble bien qu'ils aient atteint une taille qu'ils ne dépasseront plus guère. Pour obtenir des images de surface plus étendue, on fait appel à des dispositifs de projection qui permettent d'atteindre des dimensions comparables à celles des écrans de cinéma. L'image primaire est obtenue de tubes de petites dimensions, analogues aux tubes ordinaires, mais dont l'écran a une grande brillance par suite de l'emploi de tensions d'accélé-

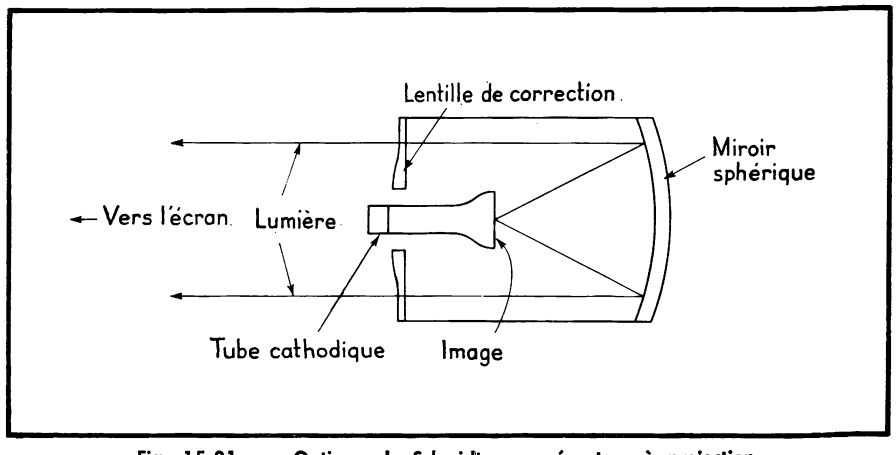


Fig. 15-21. — Optique de Schmidt pour récepteur à projection.

ration élevées, allant par exemple jusqu'à 70 kV pour un tube de 18 cm de diamètre. Le courant électronique croît évidemment en proportion. La projection sur écran de l'image ainsi obtenue s'accomplit au moyen d'objectifs à lentilles ou de systèmes à miroirs. Le tube cité permet ainsi une projection sur écran de 2,70 × 3,60 m.

Le système dit à *optique de Schmidt* est équipé d'un miroir sphérique et d'une lentille de correction (fig. 15-21). Le miroir est généralement en verre, et la lentille de correction en matière plastique.

Télévision industrielle en circuit fermé.

Au lieu d'employer le signal vidéo pour moduler une porteuse, il est possible de le transmettre par câble à des appareils récepteurs. Ce système, dit *en circuit fermé,* est employé à diverses fins : gares de triage, inspection d'appareillage radioactif dont on ne peut approcher, diffusion d'opérations chirurgicales dans un amphithéâtre de médecine, etc. Pour ces dispositifs, on se sert généralement d'équipements plus simples que ceux qui servent en radiodiffusion. Une image moins parfaite de définition est souvent suffisante. La télévision s'étend à un nombre d'emplois analogues de plus en plus nombreux.

Télécinéma.

Les films constituent une source d'images, et aussi, bien que des méthodes électriques existent depuis quelques années, le moyen le plus simple d'enre-

gistrement, permettant de « mettre en conserve » et d'expédier des programmes. On emploie soit le film standard de 35 mm, soit le 16 mm.

Pour éviter une interférence possible avec le réseau d'alimentation à 50 Hz, le rythme des images est légèrement accéléré, c'est-à-dire porté à 25, au lieu de 24 par seconde dans la projection en salle. L'exploration s'effectue en deux demi-trames se succédant au rythme de 50 par seconde, comme il a été expliqué au début de ce chapitre.

Le procédé d'analyse est souvent le « flying spot », c'est-à-dire que l'image est éclairée point par point par un tube cathodique balayé au rythme convenable. La lumière qui a traversé le film est recueillie par une cellule photosensible, suivie d'un multiplicateur d'électrons, fournissant le signal vidéo préamplifié.

CHAPITRE XVI

TÉLÉVISION EN COULEURS

Introduction.

Les récepteurs pour télévision en couleurs, de même que les émetteurs, sont plus compliqués que ceux destinés à la télévision en noir et blanc. Ils comportent un certain nombre de tubes et de circuits supplémentaires, le système nécessitant la transmission de signaux plus complexes et compliquant leur interprétation par le récepteur. Mais ces éléments constituent des suppléments à un appareillage analogue à ce qui a été examiné précédemment, et ils peuvent être étudiés séparément, de sorte que ce qu'on a vu jusqu'ici peut dans une large mesure contribuer à la présente étude.

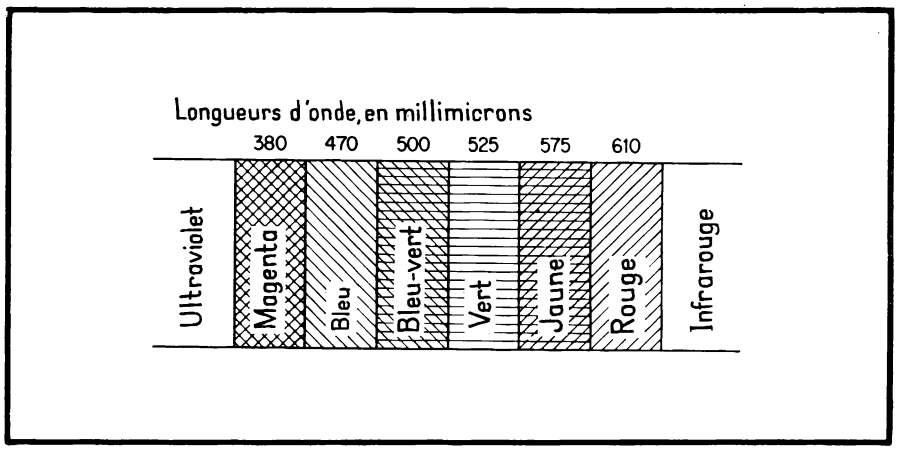


Fig. 16-1. — Spectre lumineux. Couleurs principales.

Quelques propriétés de la lumière.

Quand la lumière solaire (la lumière blanche) traverse un prisme ou des gouttes d'eau en suspension dans l'air, on peut observer un spectre, ou un arc-en-ciel. Ils consistent en une série de couleurs passant graduellement du violet au rouge. Quelques-unes de ces couleurs sont indiquées par la figure 16-1. En réalité, il n'y a pas de saut brusque d'une couleur à l'autre, mais une transition progressive constituant une infinité de nuances intermédiaires.

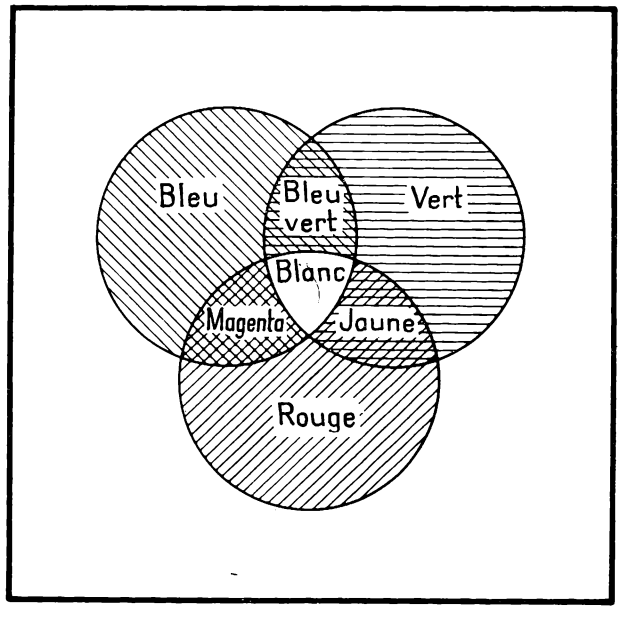


Fig. 16-2. — Couleurs primaires et leurs combinaisons.

C'est là une analyse, mais le processus inverse — la synthèse — peut être réalisé. En particulier, par le mélange de trois couleurs convenablement choisies (par exemple un rouge, un vert et un bleu), on peut reconstituer la lumière blanche. Cette *synthèse additive* doit s'effectuer avec des lumières colorées, et non avec des pigments ou de la peinture. La figure 16-2 montre cette combinaison, et le fait qu'en plus du blanc (au centre) résultant de l'addition des trois rayonnements, on a, par les mélanges de deux des couleurs entre elles, des tons intermédiaires — un jaune formé par le rouge et le vert, un magenta (nuance de pourpre) donné par le rouge et le bleu, et un bleu-vert donné par le mélange du bleu et du vert. Les sources lumineuses peuvent être soit des rayonnements donnant directement la couleur primaire, soit des sources blanches munies de filtres (par exemple de verres colorés), filtres idéalement monochromatiques, c'est-à-dire ne laissant passer qu'une couleur et absorbant toutes les autres. Donc, il faut retenir qu'au moyen de trois *couleurs primaires* convenables, on peut reconstituer le blanc et pratiquement toutes les autres couleurs par des mélanges en proportions correctes.

La plupart des couleurs qu'offrent les objets sont dues au fait qu'ils réfléchissent la portion correspondante de la lumière blanche. Si on regarde un objet jaune à travers un filtre coloré de la même nuance, il paraîtra toujours jaune. Si à travers le même filtre on regarde un objet bleu, il paraîtra

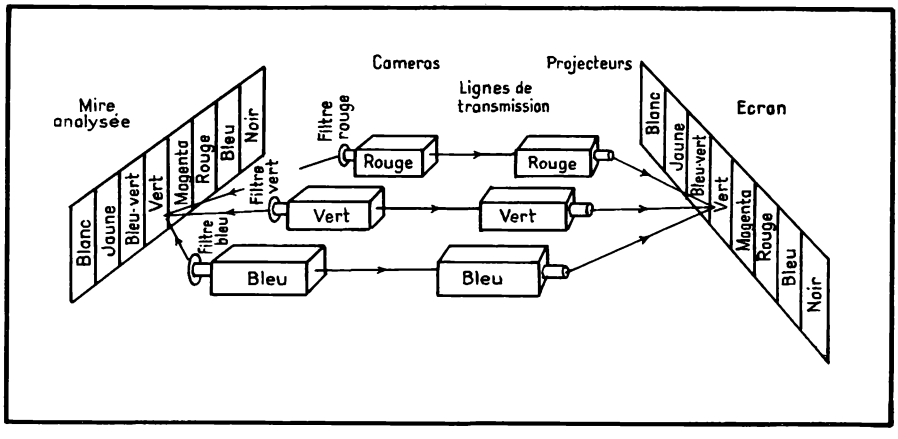


Fig. 16-3. — Principe d'une transmission élémentaire des couleurs.

noir, parce que la lumière bleue réfléchie par l'objet est absorbée par le filtre jaune. Le noir est une absence de rayonnement lumineux. Un objet blanc regardé à travers le filtre jaune semble jaune parce que, de toute la lumière réfléchie par l'objet, seule le jaune n'est pas absorbé par le filtre.

Système rudimentaire de télévision en couleurs.

La figure 16-3 représente un système de télévision en couleurs rudimentaire. La « scène » transmise est un tableau portant les couleurs principales du spectre. Trois caméras, équipées chacune d'un filtre, rouge, vert ou bleu, peuvent être dirigées vers les bandes de couleurs de manière à balayer ensemble toute la série, les trois étant focalisées constamment sur le même point. Supposons que ce soit sur le bleu. La caméra « bleue » donnera son signal de sortie maximum, et les autres rien. Si c'est sur le bleu-vert les caméras bleue et verte auront à peu près le même signal de sortie (inférieur au maximum) et la rouge ne donnera rien. Et les différentes couleurs donneront, de manière analogue, des combinaisons de tensions de sortie proportionnelles aux couleurs balayées.

Du côté réception, trois projecteurs donnent des lumières rouge, verte et bleue dirigées vers l'écran. Les sources lumineuses pourraient être des tubes cathodiques dont les « phosphores » émettent ces couleurs, projetées sur l'écran par des objectifs permettant de les surperposer correctement, en même temps que les projecteurs balaient cet écran en synchronisme avec les caméras. Quand la caméra « bleue » est dirigée sur la bande bleue du tableau, cette caméra envoie un signal au projecteur bleu, qui projette l'image bleue sur l'écran. Pendant ce temps les autres projecteurs sont inactifs. Quand la bande bleu-vert est « explorée », les projecteurs bleu et vert projettent des lumières correspondantes, et le rouge est inactif. Quand les caméras explorent une portion blanche, les trois projecteurs fonctionnent en même temps, et donnent le résultat représenté figure 16-2. Pour une portion noire, qui n'émet aucune lumière, les trois projecteurs sont obscurs.

La couleur en télévision.

La compréhension de la télévision en couleurs moderne nécessite une étude plus détaillée de la notion de couleur. Ce mot a au moins trois accep-

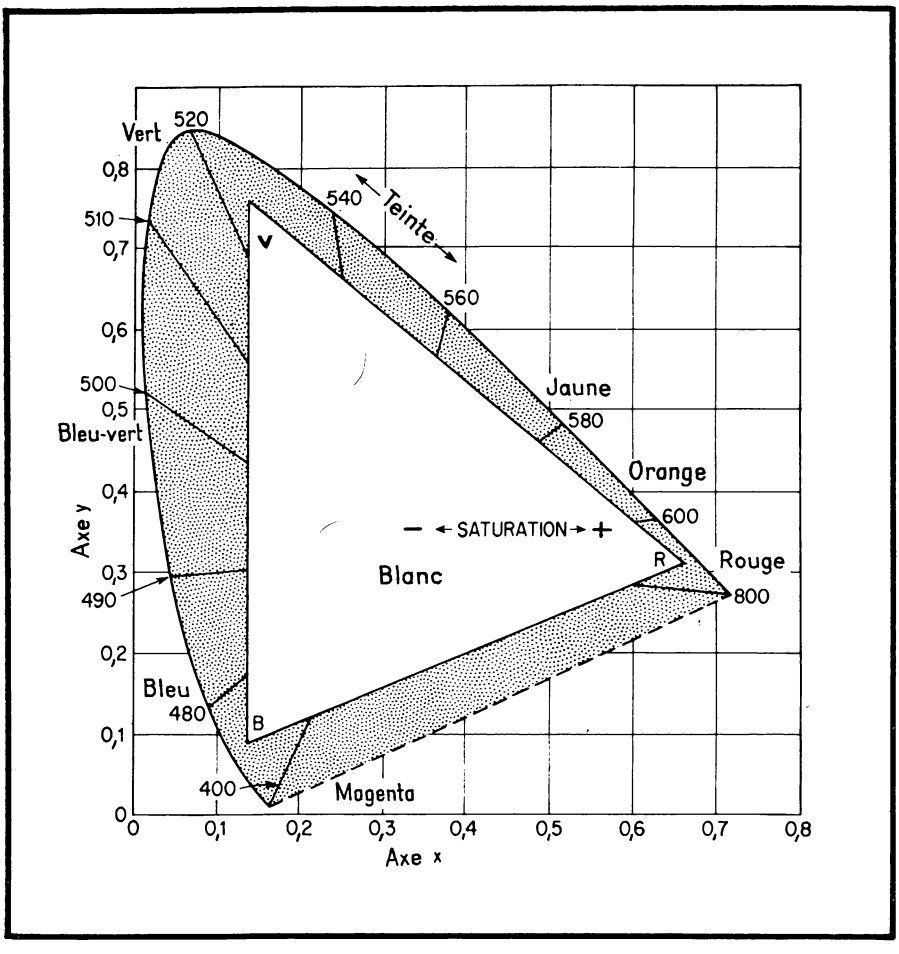


Fig. 16-4. — Diagramme de chrominance (triangle des couleurs).

tions, dépendant de ceux qui l'emploient. Pour un chimiste, couleur signifie matière tinctoriale ou pigment, par quoi il entend un composé chimique comme la céruse ou le vermillon, ou un colorant extrait du goudron de houille. Pour le physicien, il signifie lumière d'une certaine longueur d'onde ou groupe de longueurs d'onde; autrement dit, des ondes occupant une certaine portion du spectre électromagnétique. Le psychologue définit la lumière d'après une base subjective — comme la sensation que la matière colorée ou la longueur d'onde produit sur le cerveau d'un observateur humain. Ce sont surtout ces deux aspects, celui du physicien et celui du psychologue, qu'il convient de retenir quand il s'agit de télévision, bien que les trois soient à considérer dans certains cas.

La couleur peut être définie comme la réponse sélective de l'œil à la lumière. La lumière est un rayonnement électromagnétique sur certaines longueurs d'onde dont il perçoit à peu près une octave (soit un rapport de longueurs d'onde de 2 à 1). Les longueurs d'onde perçues s'étendent environ de 385 à 760 millimicrons ($= 10^{-9}$ m).

Pour exprimer les relations entre couleurs, il existe un moyen plus pratique qu'un spectre. La figure 16-4 représente le diagramme employé pour ce genre d'études par accord international. Le long de la ligne en trait gras sont indiquées les couleurs principales et leur localisation approximative dans le spectre. Les chiffres portés sur la courbe donnent les longueurs d'onde en millimicrons. Les couleurs situées sur la courbe sont les couleurs pures du spectre, ou couleurs saturées, constituées d'une longueur d'onde unique ou d'un groupe de longueurs d'onde centrées autour d'une dominante.

La *lumière blanche,* perçue lorsque est effectuée la combinaison correcte de deux ou plusieurs (et jusqu'à la totalité) des couleurs du spectre lumineux, est située à peu près au centre de l'aire inscrite dans la courbe, comme la figure l'indique. L'aire circonscrite par la courbe représente toutes les couleurs qui apparaissent dans la nature.

Le terme de *teinte* se réfère aux longueurs d'onde ou aux combinaisons de longueurs d'onde dont la lumière est composée, et indique que la lumière est jaune, rouge, bleue, etc. Quelques teintes sont indiquées autour de la courbe de la figure 16-4.

Le terme de *saturation,* en matière de télévision en couleurs, indique à quel degré la teinte est mélangée avec la lumière blanche. Sur la figure, la ligne tracée, à partir du point marqué rouge, vers l'intérieur, dans la direction du blanc, indique une série de couleurs dont la teinte est rouge, mais dont la saturation décroît à mesure qu'on approche du blanc. Les couleurs proches du bord de l'aire inscrite dans la courbe sont plus proches de la saturation que celles qui sont près du centre.

Le terme de *luminance* sert à définir la brillance, ou quantité d'énergie lumineuse rayonnée. Plus une source est brillante et plus elle rayonne d'énergie lumineuse, plus grande est sa luminance. Cette donnée n'apparaît pas sur le diagramme. Elle peut être considérée comme mesurée perpendiculairement à son plan, et, pour l'indiquer, il faudrait une figure à trois dimensions, exprimant à la fois chrominance et luminance.

Une lumière d'une couleur donnée peut être complètement définie par l'indication de sa teinte, de sa saturation et de sa luminance. La plupart des travaux sur les couleurs ont été expérimentaux, et les résultats sont basés sur la moyenne tirée d'un grand nombre d'observations. On peut dire que la luminance totale d'une source colorée est la somme des luminances des lumières composantes, mélangées pour produire la couleur donnée. Un changement de luminance, même très important, ne change pas l'aspect d'une couleur de manière appréciable.

L'œil, apparemment, ne discerne pas les composantes d'un mélange lumineux; autrement dit, des lumières rouge et verte mélangées lui apparaissent comme du jaune et non comme deux couleurs distinctes. En général, il ne faut pas plus de trois sources colorées différentes pour reproduire une couleur quelconque.

En plus de leurs positions relatives sur la ligne graduée en longueurs d'onde du spectre figure 16-4, les couleurs peuvent être repérées par les coordonnées x et y donnant leur position sur le diagramme, et allant de $x = 0$ à environ 0,7 dans le bas, et de $y = 0$ à 0,9 du côté gauche. Ainsi, les trois couleurs primaires types employées en télévision sont repérées comme suit :

Primaires :	x	y
Rouge (R)	0,67	0,33
Vert (V)	0,21	0,71
Bleu (B)	0,14	0,08

Ces points sont les sommets du triangle intérieur, marqués R, V et B.

Quand une unité de rouge de luminance 0,30 est mélangée avec une unité de vert de luminance 0,59 et une unité de bleu de luminance 0,11, le résultat est un blanc (à $x = 0{,}310$ et $y = 0{,}316$ sur la fig. 16-4). Il s'agit d'un blanc légèrement bleuté de ciel nordique.

Un système de télévision employant ces trois couleurs primaires peut reproduire toutes les couleurs comprises dans le triangle RBV (*triangle des couleurs*).

Compatibilité.

Afin de ne pas encombrer les canaux d'émission disponibles, il est souhaitable qu'un procédé de télévision en couleurs soit *compatible,* c'est-à-dire qu'un récepteur ordinaire puisse reproduire les émissions en couleurs sous l'aspect d'images monochromes, et qu'un récepteur pour télévision en couleurs puisse, en outre, capter les émissions monochromes, et ce sans qu'il faille faire subir de modification à l'un ou l'autre type de récepteur.

En réalité, une émission de télévision en couleurs ne se divise pas en trois images, comme dans le cas du procédé rudimentaire décrit plus haut (fig. 16-3), émises simultanément ou successivement. Au lieu de cela, on émet un signal de *luminance* (brillance) et un signal de *chrominance* (couleurs). Le signal de luminance est semblable à celui de la télévision monochrome, et il fournit au récepteur en couleurs l'indication de la brillance des points d'image. Le signal de chrominance est transmis de telle sorte qu'un récepteur monochrome y est complètement insensible. Le récepteur pour couleurs extrait de ce signal les indications nécessaires à la reproduction correcte des couleurs de l'image.

Le supplément d'information nécessaire doit être transmis sans aug-

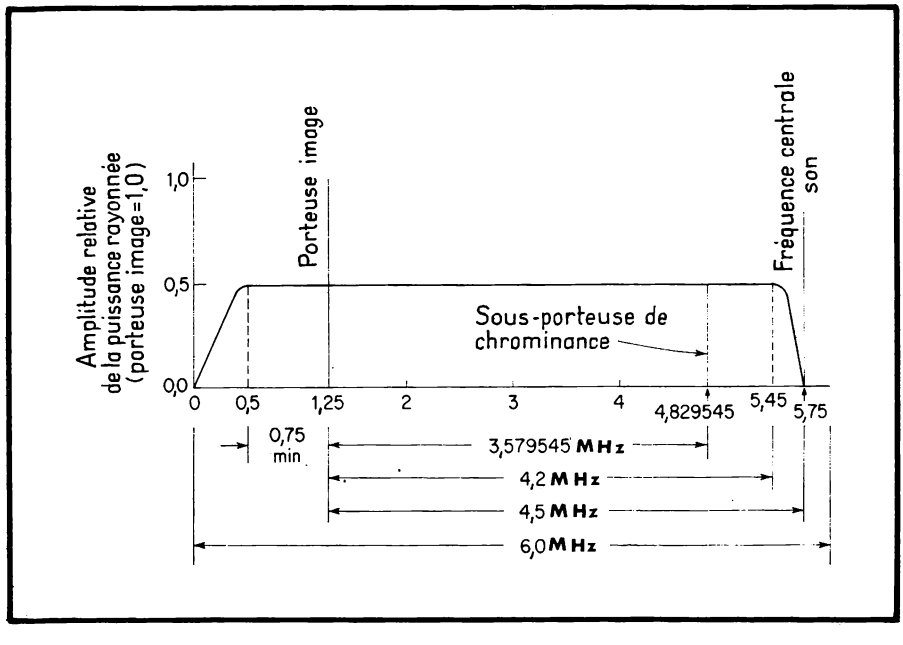


Fig. 16-5. — Bande d'émission de télévision en couleurs (système américain N. T. S. C.).

menter la largeur d'un canal normal de télévision monochrome. On obtient ce résultat au moyen d'un procédé nommé *entrelacement de fréquence.*

Principe de l'entrelacement de fréquence.

Pour transmettre un signal de télévision en couleurs, il faut employer une porteuse pour la modulation d'image, une pour celle du son, et trouver une place pour transmettre la modulation de chrominance. Pour celle-ci, on fait usage de ce qu'on nomme une *sous-porteuse.* La figure 16-5 montre la distribution des fréquences et la position de la sous-porteuse dans un canal américain de 6 MHz. Quel que soit le standard, c'est-à-dire la largeur de la bande passante image, le mode de transmission du son, l'écart entre porteuse image et son et la polarité de modulation, le principe demeure le même dans l'ensemble. En particulier, le standard américain, à la largeur près de la bande passante image, déterminée par le nombre de lignes de trames, et partant à la largeur totale du canal, est très semblable au standard européen. C'est pourquoi, moyennant la modification de quelques chiffres, les données ci-dessous pourraient s'appliquer à un éventuel standard-couleurs européen calqué sur l'américain. Nous verrons d'ailleurs plus loin que les principales différences entre les standards proposés sont en général d'un autre ordre.

Dans le standard américain, le seul en service actuellement (fig. 16-5), la porteuse image se situe à une fréquence nominale distante de 1,25 MHz de la plus basse fréquence, quel que soit le canal. Le signal vidéo module cette porteuse en amplitude, et en polarité négative comme dans le cas des émissions monochromes. (Par conséquent, la puissance instantanée est à l'inverse de la luminance, une diminution de cette puissance correspondant à un accroissement de brillance de l'image reçue.) La porteuse son est à 4,5 MHz de la porteuse image, et sur une fréquence supérieure. Cette porteuse est modulée en fréquence.

L'énergie comprise dans le canal n'est pas uniformément distribuée sur l'échelle des fréquences, mais groupée autour de multiples de la fréquence du balayage horizontal (f_1 = environ 15 750 Hz) avec, entre les groupes, des espaces vides, comme le montre la figure 16-6, qui détaille quelques groupes situés du côté des fréquences élevées du canal image. Chaque groupe est en outre multiple de la fréquence du balayage vertical (f_t = 60 Hz environ), et transmis avec une atténuation latérale très rapide, afin de réserver entre groupes, sous forme d'espaces vacants à la fréquence f_1, la majeure partie du spectre. Dans ces espaces sera transmise l'information de chrominance.

Quelques-unes des données du standard d'émission en noir et blanc ont été légèrement modifiées en faveur du standard en couleurs. Des essais ont montré qu'il était souhaitable de faire en sorte que la fréquence du balayage lignes ait une relation harmonique précise avec la porteuse son, placée, en fréquence, 4,5 MHz plus haut que la porteuse image. Cela signifie que l'espacement en question (4,5 MHz) doit être un multiple intégral de la fréquence lignes. Le multiple choisi étant 286, la fréquence lignes devient :

$$f_1 = \frac{4{,}5 \times 10^6}{286} = 15\,734{,}26 \text{ Hz.}$$

Cette fréquence diffère seulement d'environ 0,1 % de la fréquence standard de 15 750 Hz, ce qui constitue une tolérance à laquelle la base de temps lignes d'un récepteur monochrome s'adapte aisément. Cela permet au récepteur monochrome de capter comme signal monochrome la composante de luminance des couleurs.

Le balayage étant à 525 lignes, ou 262,5 lignes par demi-trame, la fréquence du balayage vertical devient :

$$f_t = \frac{15\,734{,}26}{262{,}5} = 59{,}94 \text{ Hz}$$

soit à peine moins que le chiffre standard de 60 Hz.

La sous-porteuse de chrominance est modulée par le signal de chrominance, et ses bandes latérales servent à moduler la porteuse image. On la nomme sous-porteuse parce qu'elle n'est qu'une composante de modulation, elle-même modulée, du signal composite de l'émetteur. L'emploi d'une sous-

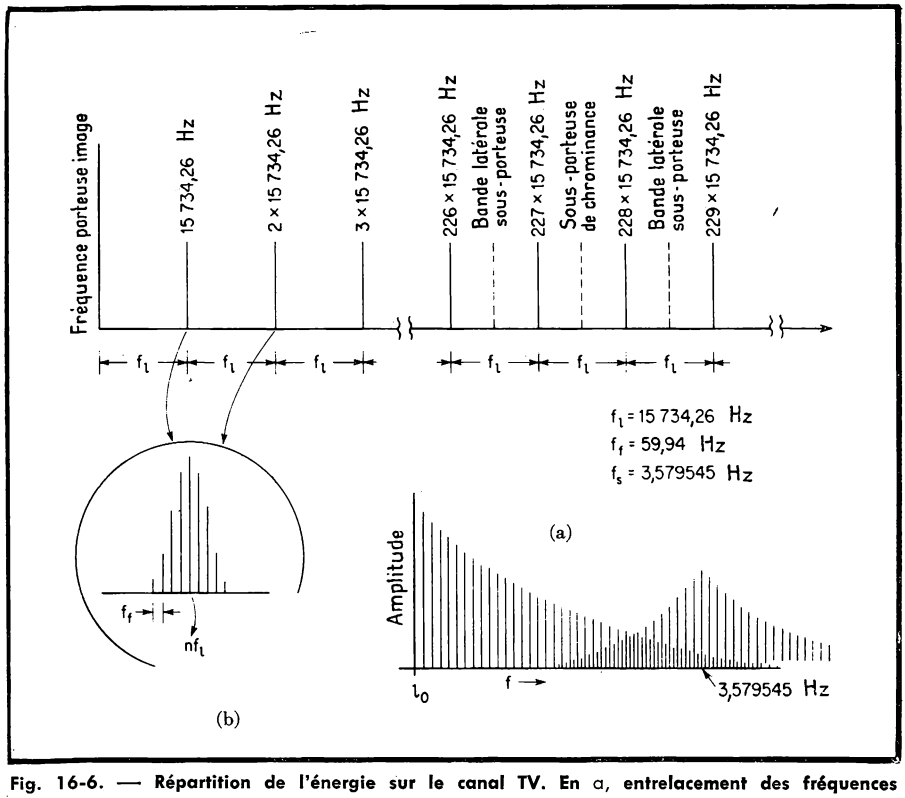


Fig. 16-6. — Répartition de l'énergie sur le canal TV. En a, entrelacement des fréquences dans le canal image ; en b, détail du spectre autour des multiples de la fréquence lignes.

porteuse fixe à un emplacement constant détermine, en fréquence, l'information de couleur. Cela réduit l'interférence que la chrominance pourrait produire dans un récepteur monochrome, et permet l'emploi, dans le récepteur, de circuits de détection qui séparent les informations de luminance et de chrominance. La figure 16-6 montre la localisation de la sous-porteuse de chrominance, et quelques-unes des bandes latérales, séparées par des intervalles à la fréquence de lignes.

La sous-porteuse en question est un multiple impair de la moitié de la fréquence de lignes. Le multiple choisi est 455, parce qu'il est le produit de petits facteurs impairs ($455 = 5 \times 7 \times 13$) ; cela facilite la conception des circuits de comptage de l'émetteur qui maintiennent des relations cons-

tantes entre les diverses fréquences. La moitié de la fréquence de lignes est 15 734,26/2 = 7867,13 Hz. Cela donne pour la sous-porteuse de chrominance :

$$f_s = 455 \times 7867{,}13 = 3{,}579\,545 \text{ MHz},$$

fréquence qui doit être maintenue avec une très faible tolérance tant à l'émission qu'à la réception. Du fait que la fréquence de la sous-porteuse est basée sur la moitié de la fréquence du balayage lignes, les bandes latérales portant la modulation de chrominance se placent entre celles du spectre vidéo (fig. 16-6). L'espacement de ces bandes étant le même que celui des bandes de modulation image, les deux sont ainsi « entrelacées » — intercalées — et les deux signaux n'occupent pas une bande plus large, au total, que celle d'un émetteur en noir et blanc.

Pouvoir de résolution de l'œil pour les couleurs.

Des expériences ont montré que la sensation de couleur dépend de la taille de l'objet autant que de sa couleur. Si la surface est grande, comme c'est le cas des arrière-plans ou d'objets étendus, la teinte, la saturation et la luminance doivent être respectées étroitement pour donner l'impression du réel. Les trois couleurs primaires employées doivent se trouver en proportions correctes. Mais si la surface est petite, l'œil distingue moins facilement les teintes, et il suffit de transmettre seulement les informations de saturation et de luminance. On a constaté aussi que l'œil perçoit mieux les petits détails dans une gamme de teintes allant du bleu-vert à l'orangé, en passant par le blanc (voir fig. 16-4). Les couleurs approximativement à angle droit de cette ligne (du vert au magenta) ne sont pas si nettement perçues, et par conséquent les détails de ces couleurs peuvent ne pas être transmis avec autant de précision.

Pour les détails d'image les plus fins, il suffit de transmettre seulement la luminance. Ces détails sont des composantes à fréquence élevée du signal de luminance — exactement comme dans la télévision monochrome — et apparaissent en noir et blanc avec seulement quelques grisés, dans l'un comme dans l'autre système. L'image en couleurs est en somme comparable à une photographie coloriée au lavis, les détails fins étant fournis par l'image en noir et blanc, et la couleur, appliquée avec beaucoup moins de précision, donnant quand même à l'ensemble l'aspect désiré.

Signal vidéo de télévision en couleurs.

Ce signal est donc composé d'une tension de luminance E_Y et d'une tension de chrominance E_C. Ces tensions sont additionnées pour produire le signal vidéo E_M — soit :

$$E_M = E_Y + E_C.$$

La tension de signal monochrome E_Y est simplement celle d'un signal vidéo ordinaire, dont l'amplitude est liée à la luminance de la scène transmise. La tension de chrominance se compose de deux parties E_I et E_Q, déphasées l'une par rapport à l'autre de 90°. Les abréviations I et Q signifient respectivement « en phase » et « en quadrature » (déphasé de 90°). Les trois tensions E_Y, E_I et E_Q sont liées en amplitude aux tensions provenant de la caméra, au moyen d'équations dites matricielles.

Caméra pour couleurs.

La caméra peut être constituée de trois caméras monochromes répondant chacune à une certaine bande du spectre lumineux centrée autour du rouge,

du vert et du bleu (fig. 16-7). Un objectif unique peut suffire, des miroirs divisant la lumière en trois faisceaux qui, après avoir traversé des filtres optiques rouge, vert et bleu, atteignent chacun la photocathode d'un image-orthicon affecté à une couleur. Les signaux de ces trois tubes sont dirigés vers le dispositif qui les combine pour en faire le signal de couleurs. On désignera respectivement par E_R, E_V et E_B les trois tensions de sortie cor-

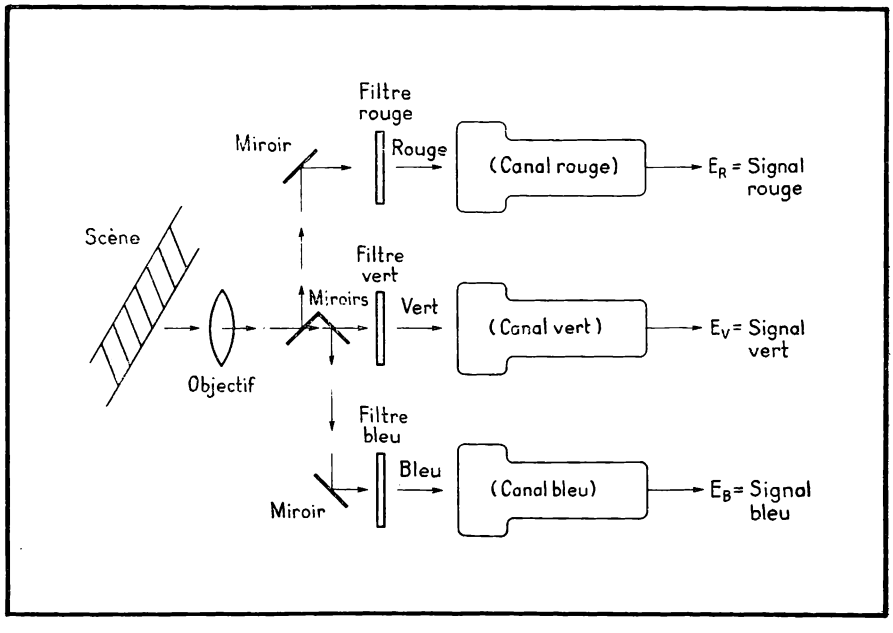


Fig. 16-7. — Prise de vues couleur par trois tubes dans une caméra.

respondant au rouge, au vert et au bleu de la scène transmise, et selon la composition de laquelle ils peuvent avoir des tensions allant de zéro à un maximum selon la teinte et l'intensité lumineuse de la zone balayée.

Les équations matricielles.

Les équations matricielles (ou simultanées) sont :

$$E_Y = 0{,}30\ E_R + 0{,}59\ E_V + 0{,}11\ E_B$$
$$E_I = 0{,}60\ E_R - 0{,}28\ E_V - 0{,}32\ E_B$$
$$E_Q = 0{,}21\ E_R - 0{,}52\ E_V + 0{,}31\ E_B$$

où E_R, E_V, E_B sont les tensions de sortie des trois caméras, et E_Y, E_I, E_Q, les trois tensions qui composent le signal vidéo de couleurs.

Ces équations signifient que, par exemple, si l'on attribue à E_Y la valeur de 100 %, cette tension est composée de 30 % de E_R, 59 % de E_V et 11 % de E_B. De même, 60 % de E_R moins 28 % de E_V, moins 32 % de E_B soustraits de la combinaison, produisent 100 % de la tension E_I. Il n'existe pas de valeurs négatives de lumière colorée, mais, en termes de tensions électriques, valeur négative signifie simplement inversion de polarité — ce qui peut être obtenu d'un étage amplificateur à tube ou par quelque autre moyen. La tension E_Q est formée par un processus semblable.

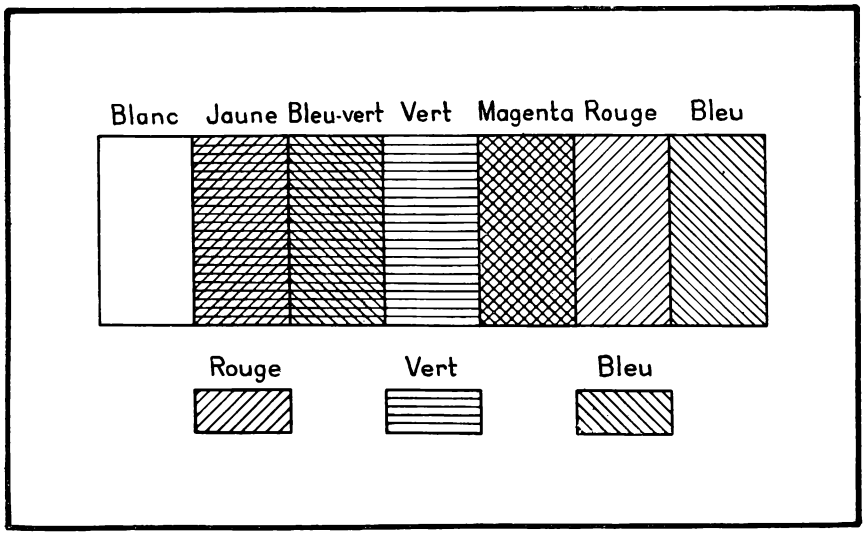


Fig. 16-8. — Mire d'essai de couleur.

Supposons maintenant qu'une mire d'essai, placée devant la caméra, soit constituée de la série de bandes colorées représentée figure 16-8. Le système est réglé de manière que des signaux de sortie égaux ($E_R = E_V = E_B = 1$) soient produits par les tubes analyseurs quand la caméra explore la bande blanche, et qu'à ce moment l'image reproduite donne également un blanc. L'amplitude du signal monochrome (luminance) et des signaux de chrominance peut être trouvée, pour toutes les couleurs, en introduisant les valeurs correctes de signaux E_R, E_V et E_B dans les équations ci-dessus, et en les résolvant. Par exemple, la lumière jaune est formée de quantités égales de lumières rouge et verte, sans bleu (voir fig. 16-2) où :

$$E_R = 1{,}00, \qquad E_V = 1{,}00, \qquad E_B = 0{,}00$$

En insérant ces valeurs dans les équations, on obtient :

$$\begin{aligned} E_Y &= (0{,}30)\ (1{,}00) + (0{,}59)\ (1{,}00) + (0{,}11)\ (0{,}00) \\ &= 0{,}30 + 0{,}59 = \textit{0,89} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_I &= (0{,}60)\ (1{,}00) - (0{,}20)\ (1{,}00) - (0{,}32)\ (0{,}00) \\ &= 0{,}60 - 0{,}28 = \textit{0,32} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_Q &= (0{,}21)\ (1{,}00) - (0{,}52)\ (1{,}00) + (0{,}31)\ (0{,}00) \\ &= 0{,}21 - 0{,}52 - \textit{0,31} \end{aligned}$$

Puisque les tensions en phase (E_I) et en quadrature (E_Q) sont déphasées de 90° l'une par rapport à l'autre, elles doivent être additionnées comme une résistance et une réactance pour obtenir leur amplitude combinée. Soit :

$$E_C = E_I^2 + E_Q^2 = (0{,}32)^2 + (0{,}31)^2 = 0{,}44.$$

Ces valeurs, calculées pour toutes les couleurs de la mire, sont indiquées par la table 16-1.

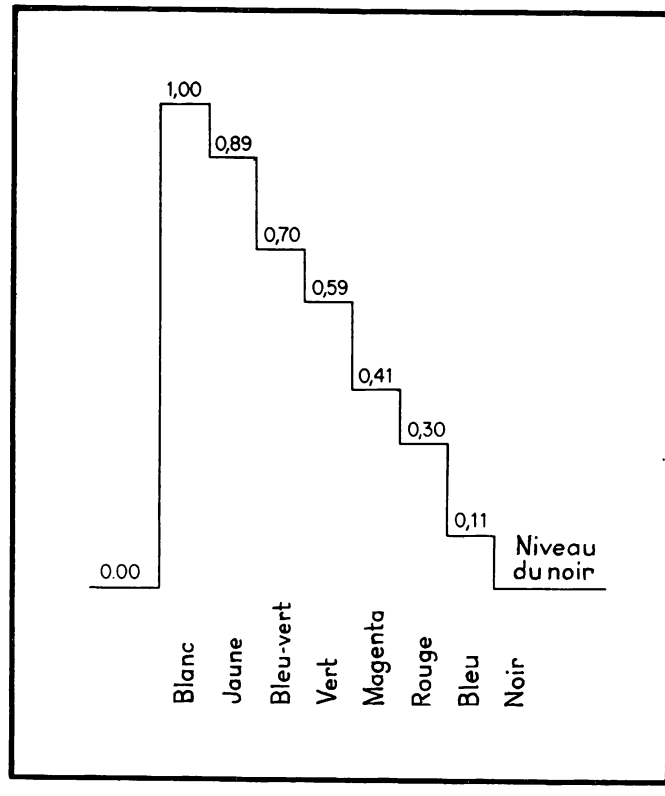


Fig. 16-9. — Composante luminance lors du balayage de la mire de couleurs (E_Y).

A la différence des tensions E_I et E_Q, il n'y a pas de rapport de phases déterminé entre E_Y et E_C. Néanmoins, il y aura des moments où ces tensions seront en phase, et d'autres où elles seront déphasées de 180°. Pour le jaune, le maximum se produit quand E_C et E_Y sont en phase, et le minimum quand elles sont déphasées de 180°. Soit :

$$\text{max. } E_M = E_Y + E_C = 0{,}89 + 0{,}44 = \textit{1,33},$$
$$\text{min. } E_M = E_Y - E_C = 0{,}89 - 0{,}44 = \textit{0,45}.$$

L'enveloppe des signaux combinés ($E_M = E_Y + E_C$) variera entre ces limites (1,33 et 0,45). Ce sont ces données, pour les diverses couleurs, qu'indique la table 16-1.

La figure 16-9 représente la composante monochrome (noir et blanc) par paliers correspondant aux valeurs E_Y de la table 16-1, compris entre le maximum 1,00 de la bande blanche et le minimum 0,00 du noir. Ce signal n'est que la portion luminance du signal complexe.

La figure 16-10 représente la composante chrominance du signal; on y retrouve les valeurs E_C de la table 16-1. Il va de soi que si, pour le blanc, la chrominance est zéro, la luminance, par contre, peut être maximum, tandis que les deux sont nulles pour le noir : la quantité de lumière est un facteur autre que la couleur.

Le signal vidéo complet correspond schématiquement au diagramme 16-11. La sous-porteuse de chrominance est modulée en amplitude par le signal E_I et légèrement modulée en fréquence par E_Q. Dans les deux

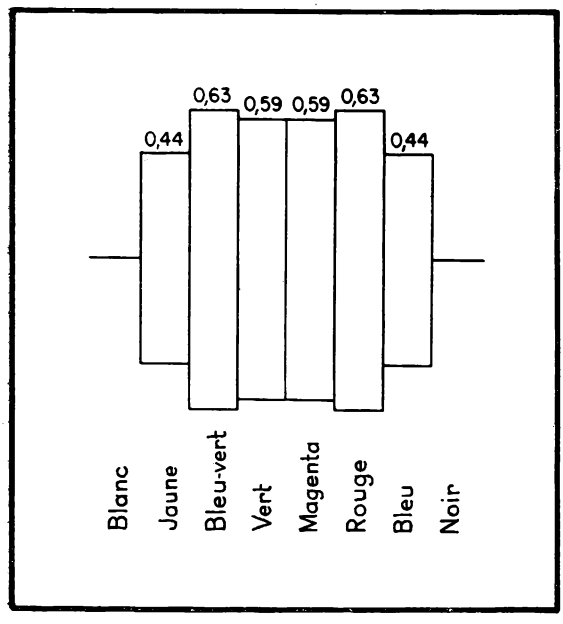


Fig. 16-10. — Composante chrominance du signal vidéo (E_C).

cas, les porteuses sont éliminées et seules leurs bandes latérales retenues pour moduler la porteuse image. Dans les deux cas aussi, on emploie deux bandes latérales (du moins dans la portion où les fréquences débordent l'une sur l'autre), ou sinon il y aura intermodulation des signaux I et Q. En plus de la sous-porteuse entrelacée avec le signal de luminance à large bande (Y), auquel sont ajoutées, comme en télévision monochrome, des impulsions de synchronisation horizontale et verticale, la porteuse est modulée avec un signal de référence pour la synchronisation de la sous-porteuse de chrominance (color burst). Toute l'énergie émise est comprise dans la largeur d'un canal réglementaire de 6 MHz.

La caméra pour couleurs capte la lumière de la scène à transmettre, divise cette lumière en trois couleurs composantes par filtrage optique, et

TABLE 16-1

COULEUR	E_R	E_V	E_B	E_Y	E_I	E_Q	E_C
Blanc	1	1	1	1,00	0,00	0,00	0,00
Jaune	1	1	0	0,89	0,32	— 0,31	0,44
Bleu-vert	0	1	1	0,70	— 0,60	— 0,21	0,63
Vert	0	1	0	0,59	— 0,28	— 0,52	0,59
Magenta	1	0	1	0,41	0,28	0,52	0,59
Rouge	1	0	0	0,30	0,60	0,21	0,63
Bleu	0	0	1	0,11	— 0,32	0,31	0,44
Noir	0	0	0	0,00	0,00	0,00	0,00

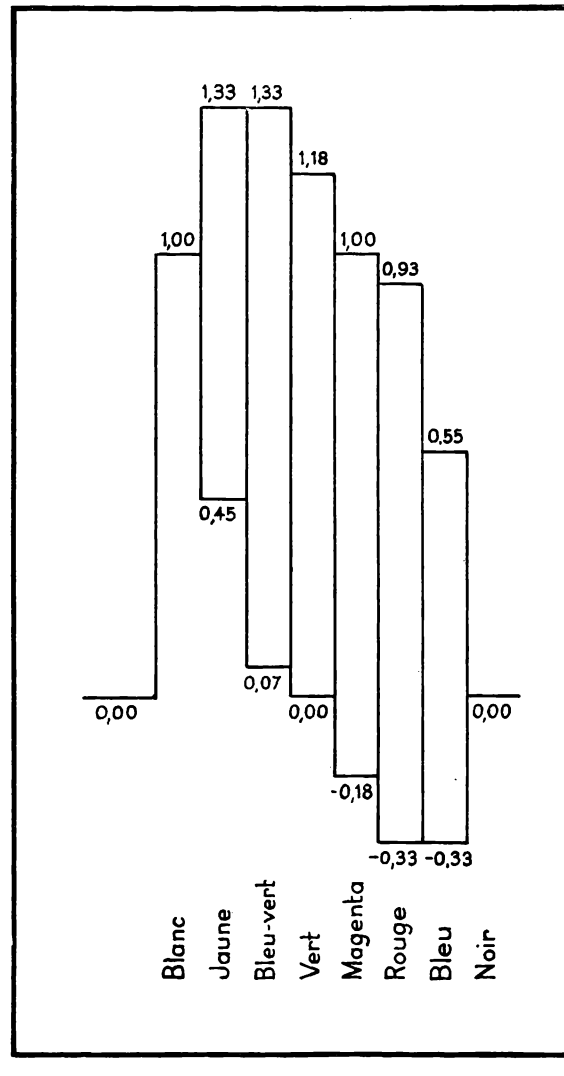


Fig. 16-11. — Diagramme du signal vidéo complet.

fournit des tensions électriques proportionnelles au niveau de lumière de chaque couleur par l'intermédiaire des câbles de liaison marqués E_R, E_V, E_B (fig. 16-12). Une lumière dont la couleur diffère des couleurs primaires donne lieu à une combinaison expliquée plus haut. Les tensions des trois câbles sont appliquées à une matrice (dispositif de codage des couleurs) où elles sont combinées électroniquement dans les proportions spécifiées par les équations.

Matrice de couleur.

Un montage pratique possible est représenté par la figure 16-13. Il est équipé de trois triodes ayant des résistances de plaques égales (1000 ohms). Supposons qu'un signal de 1 V, en provenance des trois caméras R, V et B,

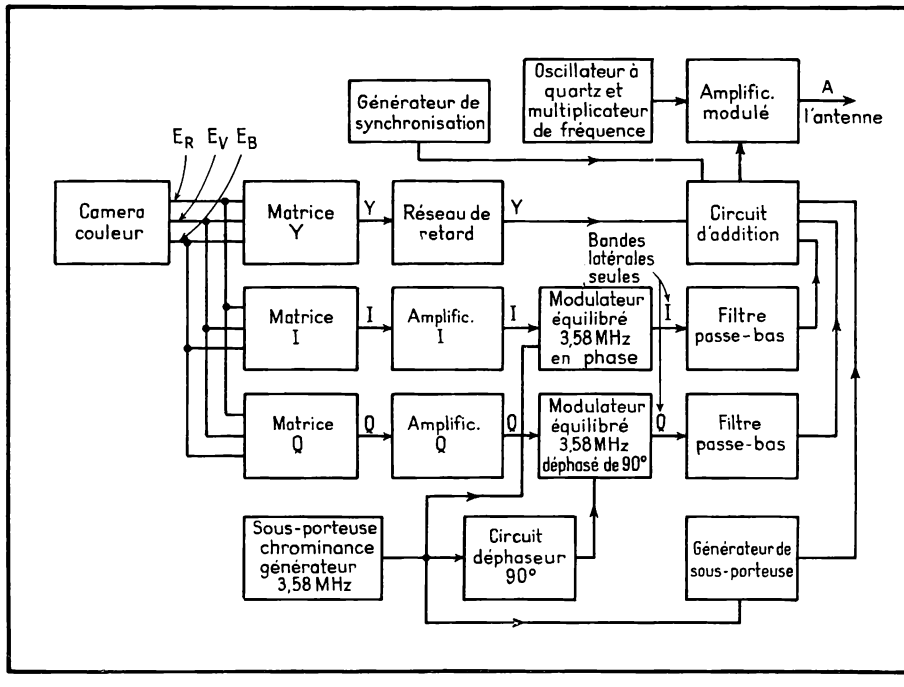


Fig. 16-12. — Schéma-bloc simplifié d'un émetteur de télévision en couleurs (image et son).

soit appliqué à chacune des grilles. Si les lampes sont identiques, leurs courants anodiques seront égaux, de même que les chutes de tension dans les résistances de plaques et de cathodes. Du point de vue des courants alternatifs, le point + H. T. est mis à la masse par le condensateur de filtrage C, de grande capacité. De ce point, un courant se dirige vers la plaque, ce qui donne à celle-ci une tension moins élevée (négative par rapport au potentiel de masse). Le potentiel de cathode est, lui, positif par rapport à la masse (comme l'indiquent les signes de polarité portés sur le schéma). Une augmentation de courant plaque rend la plaque de chaque tube plus négative, et la cathode plus positive (voir ce qui a été dit à propos du point de fonctionnement dans le chapitre consacré aux tubes électroniques), et une diminution de courant plaque rend chaque plaque plus positive et chaque cathode plus négative (le tout par rapport au potentiel de repos). Autrement dit, on le sait, les tensions alternatives de plaques et de cathodes, quand une tension alternative est appliquée aux grilles, sont déphasées de 180°.

Supposons maintenant que l'on prélève des tensions sur les résistances de plaques et de cathodes au moyen de prises qui en fractionnent la valeur totale, comme le montre le schéma 16-13. La triode de gauche reçoit sur sa grille 1 V de la caméra. Un courant variable de même forme d'onde que cette tension va circuler dans les résistances de plaque et de cathode, et ce courant va reproduire aux bornes des résistances une tension de même forme que la tension de grille. Au point 300/1000, à partir de la masse, de la résistance de cathode, est prélevé un signal qui, à travers une résistance de découplage et un condensateur d'isolement, est transmis à la sortie commune. Du fait de la prise sur la charge cathodique, ce signal sera égal à

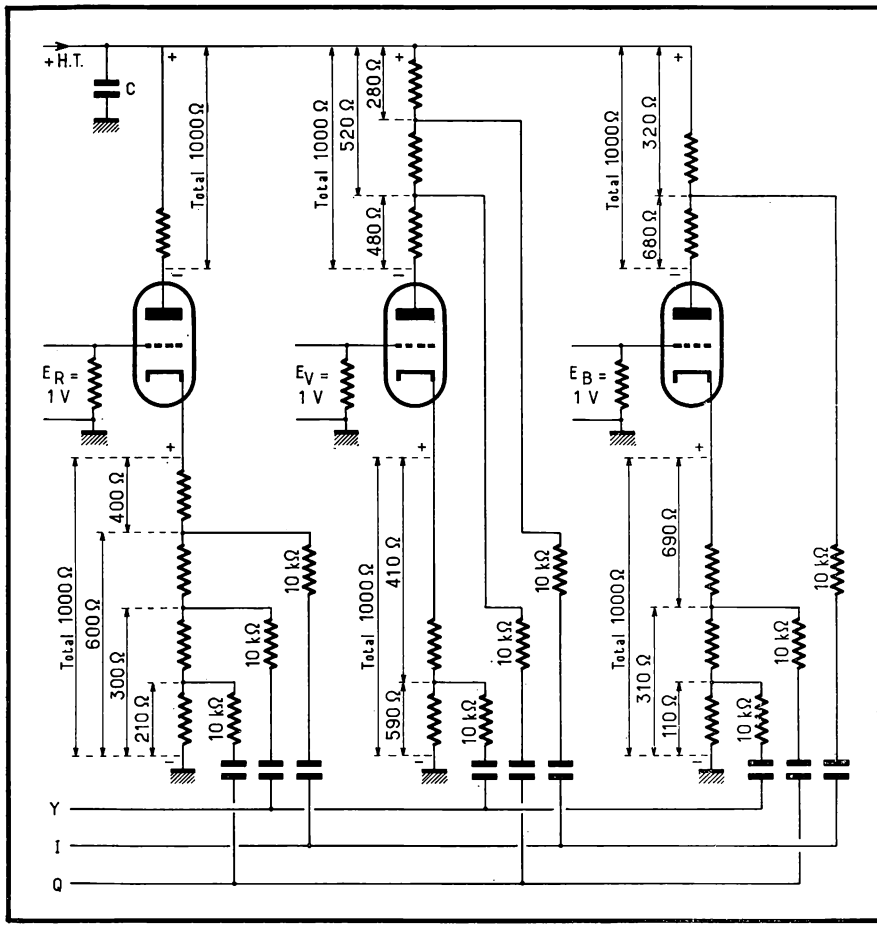


Fig. 16-13. — Circuit d'une matrice de couleurs.

30 % de la tension de cathode totale. De la même manière, une tension de 590/1000 ou 59 % est prélevée à la cathode de la seconde triode, et sur la troisième une tension de 110/1000 ou 11 %. La somme de ces tensions correspond à l'équation $E_Y = 0{,}30\ E_R + 0{,}59\ E_V + 0{,}11\ E_B$. On obtient de même les deux autres, $E_I = 0{,}60\ E_R - 0{,}28\ E_V - 0{,}32\ E_B$, et $E_Q = 0{,}21\ E_R - 0{,}52\ E_V + 0{,}31\ E_B$. Les tensions négatives sont obtenues sur les résistances de plaques.

Il en résulte que les sorties communes Y, I et Q donneront les composantes de modulation convenablement dosées, en fonction du contenu de la scène analysée, l'exemple ci-dessus n'étant qu'un cas type.

Modulation de la sous-porteuse de chrominance.

Le signal vidéo de la sortie I est appliqué à un amplificateur I suivi d'un filtre passe-bas qui élimine toutes les composantes supérieures à 1,5 MHz

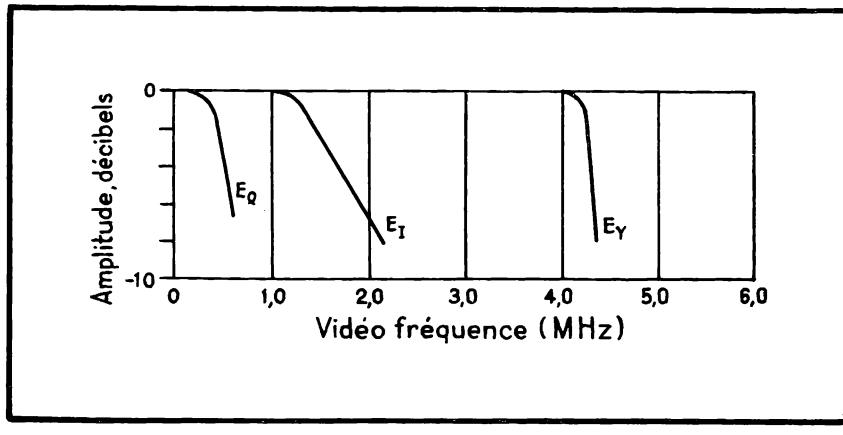


Fig. 16-14. — Vidéo-fréquence avant la modulation.

environ (fig. 16-14). La sortie est imprimée à la sous-porteuse à 3,579 545 MHz par un modulateur symétrique qui élimine cette sous-porteuse après modulation. Les bandes latérales du signal I sont dirigées vers un circuit additionneur qui les combine aux autres parties du signal composite.

Le signal vidéo de la sortie Q de la matrice est appliqué à un amplificateur Q et ensuite à un filtre passe-bas qui atténue toutes les fréquences inférieures à 0,5 MHz. Le reste module une sous-porteuse également à 3,579 545 MHz, mais déphasée de 90° par rapport à celle du signal I. La sous-porteuse est également éliminée, et les bandes latérales dirigées vers un circuit additionneur comme ci-dessus.

Le signal Y (luminance) est de la même manière combiné avec le reste. Dans ce cas, la gamme de fréquences complète, jusque 4,2 MHz, est nécessaire, puisque ce signal est celui qui renferme les détails fins de l'image, tandis que le signal I ne concerne que les détails moyens, jusqu'à une fréquence de 1,5 MHz, et le signal Q les détails assez étendus, jusqu'à 0,5 MHz. Du fait que les filtres causent des retards dans les canaux I et Q, un circuit donnant le même retard est intercalé dans le canal Y (fig. 16-12).

Synchronisation de couleurs.

La sous-porteuse de chrominance est supprimée à l'émission, mais elle doit être reconstituée dans le récepteur avec la fréquence et la phase correctes. Pour y parvenir, il faut transmettre à celui-ci un signal de référence — en l'occurrence quelques périodes (de 8 à 11) de cette sous-porteuse à 3,579 545 MHz. Ce signal est inséré dans le palier qui suit l'impulsion de synchronisation horizontale (fig. 16-15). Cette addition ne dérègle pas la synchronisation des récepteurs monochromes, car c'est le front avant de l'impulsion qui déclenche la base de temps, et non le front arrière. En outre, le signal en question, dans le cas du récepteur en couleurs, est transmis à un moment où l'image n'est pas encore redevenue visible.

Une fois les signaux vidéo Y, I et Q, le signal de chrominance et les signaux de synchronisations verticale et horizontale combinés par le circuit additionneur, le signal composite complet sert à moduler la porteuse images de l'émetteur. Celle-ci est produite par un oscillateur piloté par quartz,

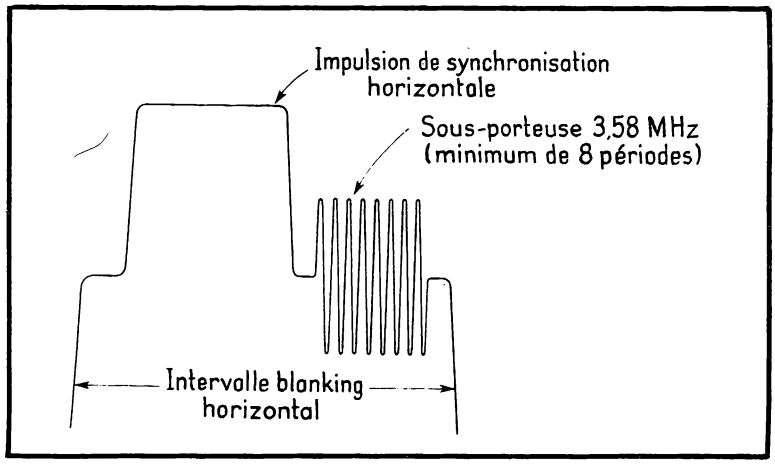


Fig. 16-15. — Le signal de référence est introduit dans le palier qui suit l'impulsion de synchronisation horizontale.

comme dans un émetteur ordinaire, et amenée à la fréquence correcte par un certain nombre d'étages multiplicateurs.

La distribution des divers signaux sur la bande vidéo est représentée figure 16-16. Le signal Y (luminance) est émis avec bande latérale pseudo-unique (bande latérale inférieure atténuée), comme il a été expliqué à propos de la télévision en noir et blanc. La bande supérieure est transmise avec une amplitude pratiquement uniforme jusqu'à 4,2 MHz au-dessus de la fréquence de porteuse.

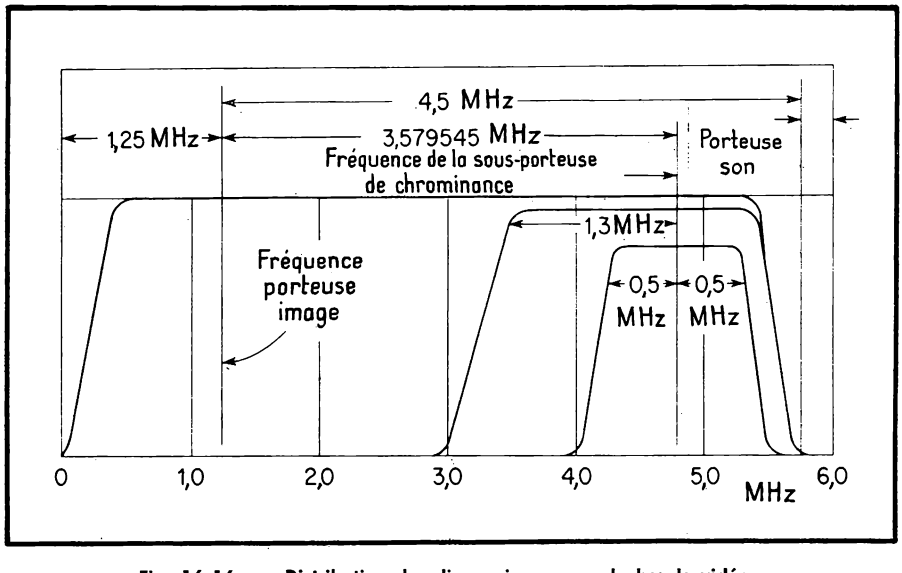


Fig. 16-16. — Distribution des divers signaux sur la bande vidéo.

Le signal I est transmis avec des bandes latérales inégales autour de la sous-porteuse de chrominance à 3,579 545 MHz; ses bandes s'étendent respectivement à 1,3 MHz au-dessus et 0,6 MHz au-dessous de cette fréquence. Quant au signal Q, il est transmis avec des bandes latérales égales, s'étendant sur 0,5 MHz de part et d'autre de la sous-porteuse.

Les détails fins, dépassant la fréquence vidéo de 1,3 MHz, sont transmis uniquement en luminance; autrement dit, ils ne sont transmis qu'en noir et blanc, et non en couleurs. Des détails plus étendus, de 0,5 à 1,3 MHz, sont transmis en combinaison de deux couleurs. Dans le triangle des couleurs (fig. 16-4) cela correspond à la zone de l'orangé au bleu-vert. Les parties plus étendues encore sont transmises en trois couleurs, donnant toutes les combinaisons de teintes comprises dans le triangle RBV. Ce compromis, nous l'avons vu plus haut, a été établi à la suite d'essais qui ont démontré que l'œil ne voit pas les détails fins en couleurs, mais seulement en grisés, et n'est réellement sensible aux couleurs que quand elles couvrent des zones assez étendues.

Récepteurs pour couleurs.

La figure 16-17 montre un schéma-blocs d'un récepteur-type, où les blocs hachurés correspondent aux éléments normaux d'un récepteur monochrome, et les blocs blancs aux éléments additionnels pour la couleur — donc les seuls que nous ayons à considérer ici.

La réponse de l'amplificateur F. I. doit être uniforme jusqu'à 4,5 MHz, sinon les signaux de luminance et de chrominance seront mal transmis et l'image manquera de netteté. L'atténuation du côté du son doit être de 50 dB environ, afin d'éviter une interférence visible dans l'image.

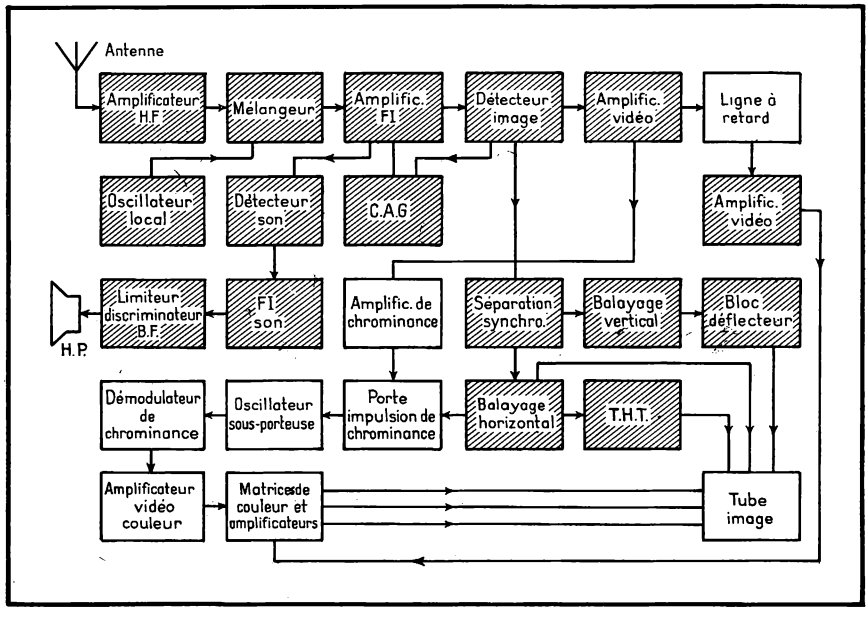


Fig. 16-17. — Schéma-bloc d'un récepteur de télévision en couleurs.

Compatibilité dans les récepteurs.

Il a déjà été fait allusion à cette question à propos du standard d'émission. Du côté de la réception, la situation peut être résumée en trois points.

Quand un signal en provenance d'une station monochrome parvient à un récepteur pour couleurs, celui-ci ne reçoit pas de signaux I et Q, puisque l'émetteur ne les donne pas. Le signal Y passe seul à travers le canal « luminance » et les matrices, et il est traité de sorte que E_R, E_V et E_B ont

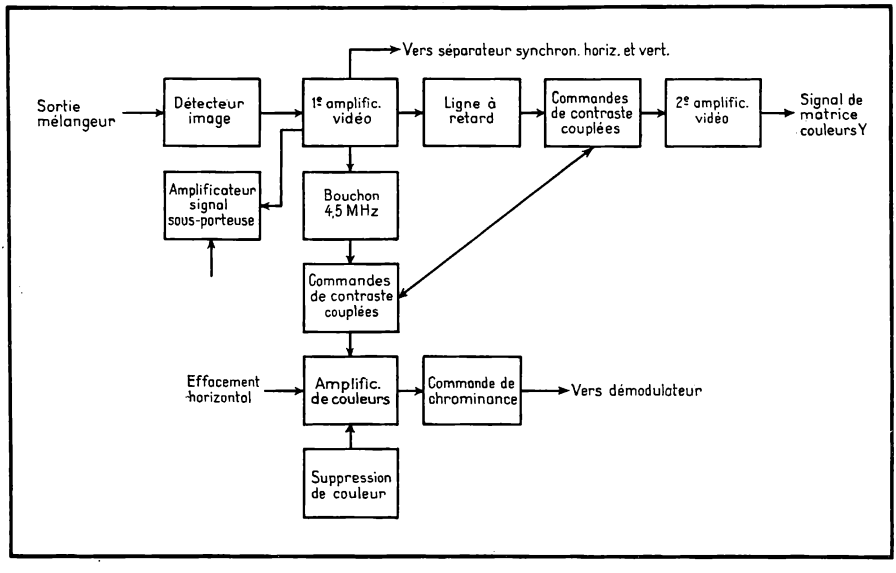


Fig. 16-18. — Détecteur de couleurs et circuits associés.

les amplitudes convenables pour produire un blanc en s'additionnant. Un circuit est prévu pour mettre hors service, dans ce cas, les étages I et Q, de façon qu'aucune tension perturbatrice en provenant ne vienne altérer l'image.

Un signal d'émetteur en couleurs possède toutes les composantes — Y, I et Q — et tous les circuits sont en action pour produire, par leur intermédiaire, une image en couleurs.

Quand une émission en couleurs est captée par un récepteur monochrome, le signal vidéo complet module le tube cathodique. Du fait que la sous-porteuse de chrominance n'est pas transmise, et que le récepteur monochrome ne possède pas d'oscillateur pour la reconstituer, seules les bandes latérales sont présentes, et elles n'apparaissent pas dans l'image.

Détecteur images et amplificateur vidéo composite.

L'amplificateur F. I. alimente le détecteur images. Le signal résultant est appliqué au premier étage vidéo, aux circuits séparateurs de synchronisation, au C. A. S., et à l'amplificateur du signal de synchronisation de sous-porteuse. La figure 16-18 donne de cette section un schéma-blocs plus détaillé.

A la sortie du premier étage vidéo, le signal de luminance (Y) à large bande est retardé de 1 μs par un circuit compensateur, nécessaire à cause du retard produit dans les canaux I et Q par les filtres passe-bas. On y voit en outre une commande manuelle de contraste, un deuxième étage vidéo, et finalement la matrice de couleurs du récepteur.

Dans le circuit de plaque du premier étage vidéo, un transformateur accordé sépare le signal de synchronisation de sous-porteuse à 3,579 545 MHz, et le transmet à l'amplificateur *ad hoc*, d'où il va synchroniser la sous-porteuse locale. Au même point sont prélevés les signaux de synchronisation, au moyen de circuits séparateurs analogues à ceux d'un téléviseur monochrome.

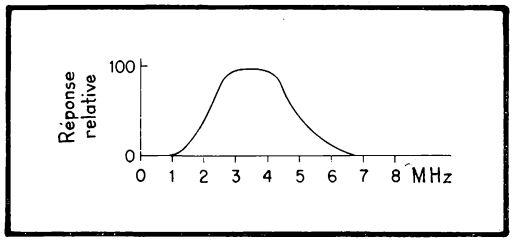


Fig. 16-19. — Bande passante du canal chrominance.

Le signal de chrominance passe à travers un filtre accordé sur 4,5 MHz, qui empêche une interférence entre ce signal et le son — c'est-à-dire la fréquence de battement créée entre porteuses à la détection, et sur laquelle, dans la réception en interporteuses, est accordé le récepteur son. — On trouve ici un second réglage de contraste, couplé avec le premier, afin de maintenir le rapport correct entre les signaux de luminance et de chrominance pour toutes les positions du bouton de contraste. Le signal de chrominance est alors amplifié par un amplificateur à bande passante de 2,4 à 5 MHz (fig. 16-19).

Un circuit étouffeur de couleurs est prévu, qui interrompt le fonctionnement de cet amplificateur quand le signal de synchronisation de couleurs fait défaut, ce qui empêche un signal monochrome de passer dans le canal chrominance lors de la réception d'une émission en noir et blanc. La figure 16-19 montre que le canal chrominance élimine l'information luminance, mais laisse passer les bandes latérales du signal de couleurs.

La sortie de cet amplificateur traverse un circuit de commande de gain, qui agit sur l'intensité des teintes de l'image. De là, le signal va aux démodulateurs de chrominance.

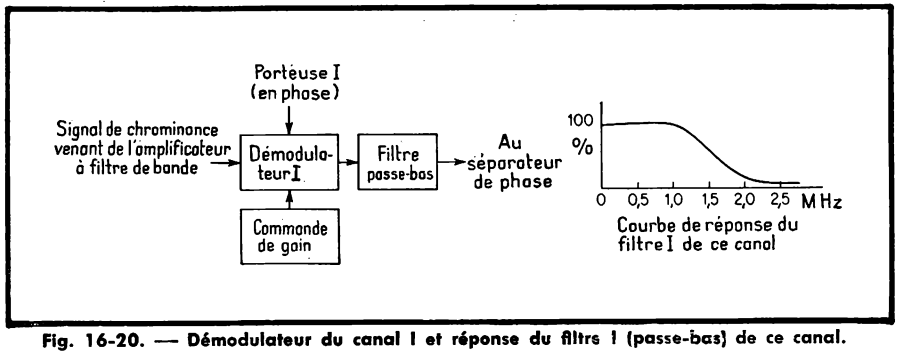


Fig. 16-20. — Démodulateur du canal I et réponse du filtre I (passe-bas) de ce canal.

Démodulateurs de chrominance.

A ce point, le signal de chrominance est formé des tensions proportionnelles aux bandes latérales I et Q. Le démodulateur de chrominance les sépare après leur addition aux sous-porteuses I et Q produites dans le récepteur, et synchronisées sur celles de l'émetteur au moyen des signaux

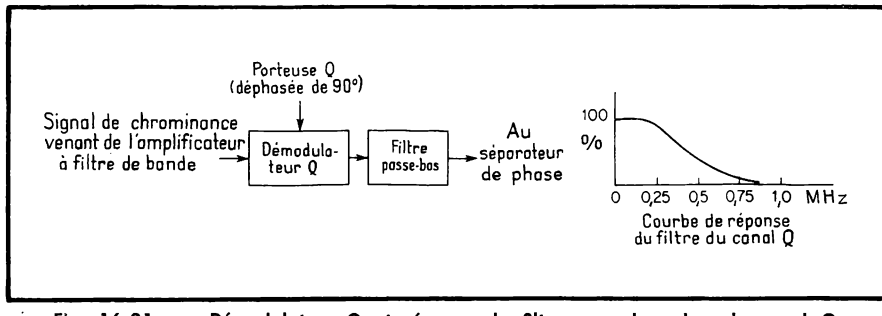


Fig. 16-21. — Démodulateur Q et réponse du filtre passe-bas dans le canal Q.

spéciaux. Le produit qui en résulte, après la traversée des filtres passe-bas, est représenté par les figures 16-20 et 16-21. Quatre tensions sortent des démodulateurs et séparateurs de phases : + I, — I, + Q, — Q. Quand elles sont combinées au signal de luminance (Y) dans la matrice de couleurs du récepteur, on retrouve les tensions E_R, E_V e E_B. Celles-ci commandent la brillance des trois « phosphores » produisant les lumières colorées dans le tube image.

Matrice de couleurs du récepteur.

Celle-ci (comme à l'émission) est un calculateur électronique en miniature qui résout les équations matricielles simultanées et donne des réponses en tensions. La matrice d'émission fournit les tensions E_Y, E_I et E_Q liées à ces équations, et celle du récepteur doit, inversement, à partir de ces tensions, reproduire la combinaison restituant correctement E_R, E_V et E_B, commandant le tube cathodique trichrome pour faire apparaître sur son écran des couleurs rouge, verte et bleue (ou des mélanges de ces couleurs) en proportions voulues.

La figure 16-22 donne le schéma d'une matrice de couleurs de récepteur. Les équations données dans la section émission doivent être résolues pour E_B, E_V et E_R en termes E_Y, E_I et E_Q.

Ce qui donne :

$$E_R = 1{,}00\ E_Y + 0{,}95\ E_I + 0{,}63\ E_Q$$
$$E_V = 1{,}00\ E_Y - 0{,}28\ E_I - 0{,}64\ E_Q$$
$$E_B = 1{,}00\ E_Y - 1{,}11\ E_I + 1{,}72\ E_Q$$

Cela signifie que pour obtenir la tension E_R, qui commande le rouge du tube trichrome, on emploie 100 % de E_Y, 95 % de E_I et 63 % de E_Q. Pour E_V, on emploie 100 % de E_Y, 28 % de E_I et 64 % de E_Q (ces deux dernières en polarité inversée). La tension E_B peut être déterminée de la même manière. Si ces trois tensions sont mises à la place de E_Y, E_I et E_Q dans les équations, on verra que cela concorde avec les présents exemples.

Il existe différents schémas possibles pour les matrices de couleurs, mais le principe reste le même. Il s'agit toujours de diviser et de mélanger trois t nsions dans les proportions convenables pour en obtenir trois autres dont on a besoin dans une autre partie du système. L'interaction des tensions d'entrée doit être réduite à un minimum en employant des tubes qui isolent les composantes, etc.

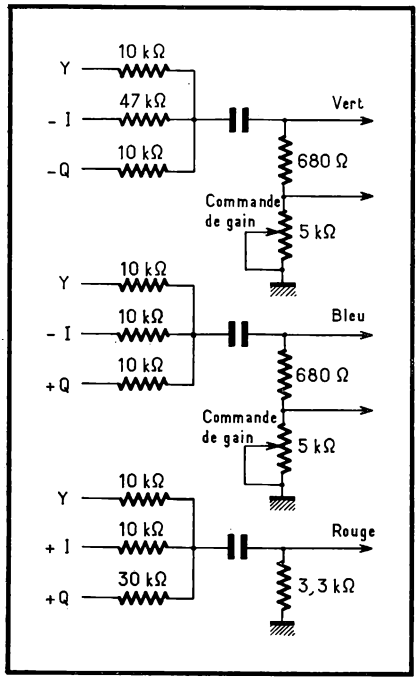


Fig. 16-22. — Matrices de couleurs.

On peut également procéder par soustraction des tensions de couleurs (E_R — E_Y) et (E_B — E_Y) et transmettre aux circuits du récepteur les résultantes. Ces différences de tension sont liées à E_I et E_Q par les équations :

$$E_I = 0{,}27\ (E_B - E_Y) + 0{,}74\ (E_R - E_Y)$$
$$E_Q = 0{,}41\ (E_B - E_Y) + 0{,}48\ (E_R - E_Y)$$

et elles sont déphasées en retard de 33° sur ces deux tensions.

Les trois tensions de commande de couleurs E_R, E_V et E_B une fois obtenues, elles sont amplifiées afin d'attaquer les électrodes du tube cathodique. Un réglage de gain est nécessaire dans les amplificateurs du vert et du bleu (fig. 16-22) Le rouge peut rester au gain maximum, parce qu'il faut un signal relativement plus grand pour obtenir la luminosité requise du « phosphore » correspondant.

Un étage additionneur suit chaque réseau de résistances, et il est lui-même suivi d'un étage de sortie. Chaque canal comporte un circuit de restitution de composante continue semblable à ce qui est employé dans un récepteur monochrome.

Synchronisation de chrominance.

Il faut, pour extraire les signaux I et Q des bandes latérales, reconstituer la sous-porteuse à 3,579 545 MHz, plus une seconde tension à la même fréquence, déphasée de 90°. Comme l'indique le schéma 16-23, on emploie à cette fin un oscillateur piloté par cristal. Les phases de ces deux signaux sont déterminées par comparaison avec celle des oscillations transmises à cette fin (fig. 16-15).

Tube trichrome.

Il existe divers procédés applicables à l'obtention d'images en couleurs. Le procédé le plus employé actuellement fait usage d'un tube cathodique spécial comportant trois canons, dont chacun produit un faisceau d'électrons

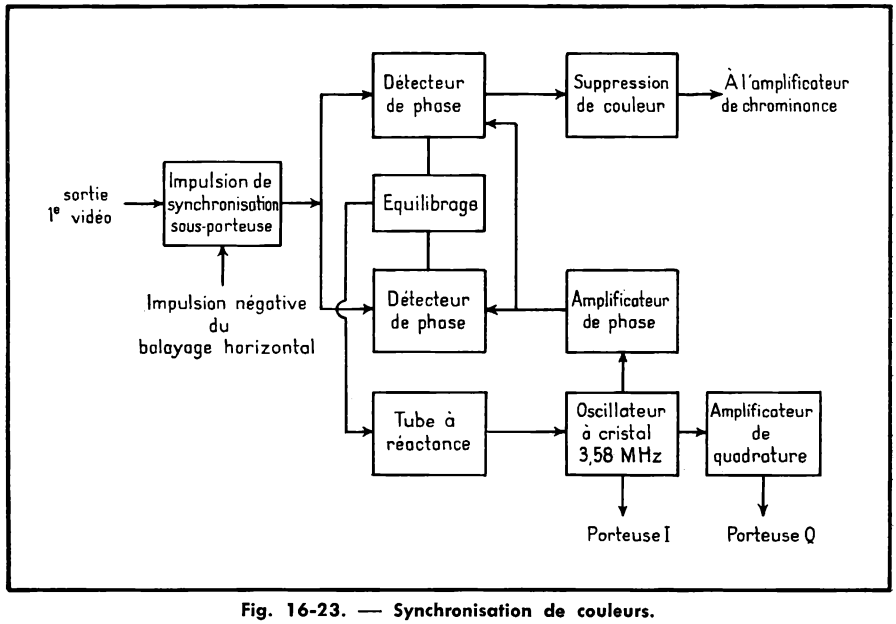


Fig. 16-23. — Synchronisation de couleurs.

excitant indépendamment l'un des « phosphores ». Ceux-ci sont également au nombre de trois, chacun donnant l'une des couleurs primaires. Les canons peuvent être attaqués entre cathode et grille (wehnelt) par une tension qui module l'intensité du faisceau, comme cela se fait dans les tubes monochromes. Un système de concentration, de déflexion et d'accélération permet de balayer l'écran avec les trois faisceaux à la fois.

Cet écran, au lieu de comporter une couche fluorescente uniforme donnant la lumière blanche, comporte des points de « phosphores » émettant chacun l'une des couleurs primaires, disposés par trios ou groupes de trois, aussi rapprochés que possible sans empiétement. Certains tubes comportent 195 000 de ces trios, soit 585 000 points sur la totalité de l'écran. Les « phosphores » convenablement déposés sur celui-ci, une mince couche d'aluminium les recouvre, du côté interne, afin d'augmenter par réflexion la quantité de lumière émise vers l'avant, de prévenir des réflexions internes et d'empêcher

la brûlure de l'écran par tache ionique. Les pouvoirs émissifs respectifs des trois « phosphores » sont indiqués par les courbes figure 16-24.

Entre les trois canons groupés et l'écran trichrome est interposé un « masque » perforé d'un nombre de trous ronds égal au nombre des trios, c'est-à-dire comportant 195 000 trous dans l'exemple cité (fig. 16-25).

Les canons sont disposés en triangle, de sorte que les faisceaux, à travers un trou du masque, atteignent chacun une tache, un « phosphore » rouge pour le canon correspondant au rouge, vert pour le canon correspondant au vert, etc. Ainsi, en faisant émettre des électrons à l'un des trois canons, on obtiendra, selon le canon, une fluorescence rouge, verte ou bleue sur l'écran.

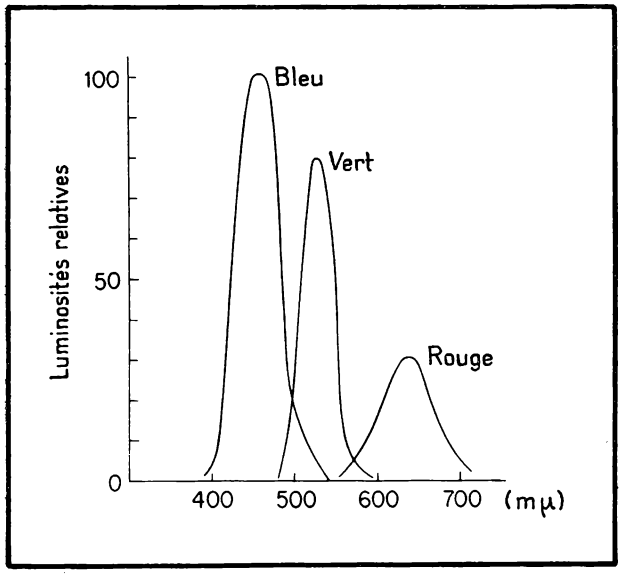


Fig. 16-24. — Luminosité des « phosphores ».

Si les trois canons émettent des électrons en proportions correctes, on obtiendra un blanc; si les trois canons sont interrompus, un noir, et toutes les combinaisons de teintes selon les proportions expliquées plus haut, conditionnées par les signaux appliqués aux wehnelts des canons, c'est-à-dire par leurs potentiels respectifs.

Autres systèmes de télévision en couleurs.

Il existe d'autres systèmes possibles, dont certains emploient des principes très différents. Le procédé qui vient d'être décrit est le N. T. S. C., c'est-à-dire le standard officiel américain, approuvé par la Commission fédérale des Communications (F. C. C.). Deux procédés concurrents, entre autres, ont été mis au point en Europe, le français S. E. C. A. M. et l'allemand P. A. L. Nous allons ci-après donner quelques indications les concernant. Auparavant, il nous faut revenir quelques instants sur les différences entre standards européen et américain.

Standard 525 et 625 lignes.

La trame d'une image de télévision américaine — qu'elle soit en noir ou en couleurs — se compose de 525 lignes. Or, les réseaux alternatifs amé-

ricains étant à 60 Hz, on a adopté tout naturellement cette fréquence pour le balayage vertical — c'est-à-dire le nombre de demi-trames entrelacées. Il en résulte, pour la base de temps horizontale, une fréquence de balayage de $525 \times 30 = 15\,750$ Hz. Les réseaux européens étant à 50 Hz au lieu de 60, en adoptant (non pas probablement tout à fait par hasard) une trame à 625 lignes, la fréquence du balayage horizontal est de $625 \times 25 = 15\,625$ Hz. Cette différence de fréquence est très faible. La seule différence pratique

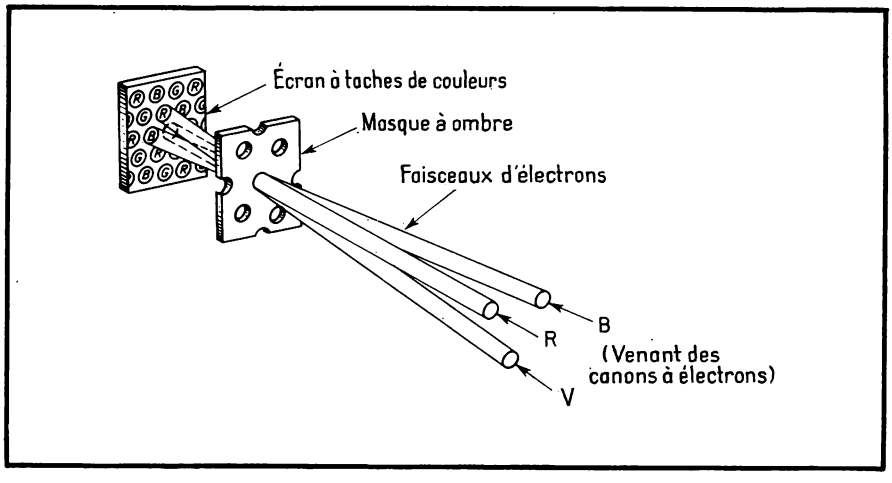


Fig. 16-25. — Fonctionnement du tube à masque.

entre standards américain et européen, nous l'avons vu par ailleurs, provient donc de l'accroissement des fréquences vidéo, dû à celui du nombre des lignes de trame. En conséquence, la bande passante doit être élargie — soit portée à 5 MHz au lieu de 4,25. Pour appliquer au standard européen la télévision en couleurs, il en résulte qu'il faut, au moins, ménager entre la sous-porteuse de chrominance et la porteuse images un écart de fréquence de 4,43 MHz au lieu de 3,579 dans le standard américain.

N.T.S.C. et S.E.C.A.M.

Dans le standard américain, qui vient d'être décrit, les composantes de chrominance sont transmises simultanément, en modulation d'amplitude, sur deux sous-porteuses de même fréquence, mais en quadrature de phase (E_I et E_Q), et cette transmission est faite avec suppression des porteuses, de sorte que si l'image ne comporte pas de couleurs, seul le signal de luminance (Y) est présent.

Dans le système français S. E. C. A. M., les deux composantes E_I et E_Q ne sont pas transmises simultanément, mais successivement, et alternativement l'une aux lignes paires et l'autre aux lignes impaires. Pour que cette séquentialité devienne quand même simultanéité, on fait usage d'une ligne à retard qui « met en conserve » l'un des signaux, en le retardant exactement de la durée d'une ligne de balayage horizontal.

Il en résulte évidemment une réduction de la définition verticale qui est, pour la couleur seulement, inférieure de moitié à celle de l'image en noir et blanc à laquelle elle se superpose. Mais, on le sait, une définition moins élevée

est admissible pour la couleur, et la définition horizontale, pour celle-ci, est elle-même réduite à 1 MHz, contre 5 pour la luminance (signal Y). Cela procure un avantage sérieux, qui est de ne faire transmettre à la sous-porteuse qu'un seul signal à la fois.

Cet avantage est mis à profit pour moduler cette sous-porteuse en fréquence, et non en amplitude comme dans le procédé N. T. S. C. Néanmoins, comme l'excursion de fréquence possible est limitée par la largeur du spectre disponible, on perd un des avantages du procédé, qui est l'amélioration du rapport signal/bruit. On compense cet inconvénient en préaccentuant les fréquences élevées, comme en téléphonie, et, en outre, en ajoutant à la modulation de fréquence une modulation d'amplitude : l'amplitude de la sous-porteuse croît avec la fréquence de modulation, atteignant + 6 dB pour 350 kHz et + 8,5 dB pour 700 kHz. On arrive de la sorte à un rapport signal/bruit équivalant à celui du système américain.

L'avantage du procédé est que, par suite de la transmission des signaux de chrominance en modulation de fréquence, le système est insensible à des variations d'amplitude accidentelles (c'est, on le sait, un des principaux avantages de la modulation de fréquence). Or, dans le procédé américain, ces variations d'amplitude altèrent les teintes de l'image. En outre, le procédé américain est sensible aux variations de phase, qui provoquent un « virage » des couleurs, et qui sont très difficiles à éviter, alors que le procédé S. E. C. A. M. y est beaucoup moins sensible, et uniquement dans les régimes transitoires.

Procédé P. A. L.

Ce procédé, mis au point en Allemagne, présente des analogies avec les deux décrits plus haut, mais il compense automatiquement les défauts dus aux distorsions de phase, alors que dans le procédé américain, ces distorsions nécessitent une retouche manuelle de la teinte moyenne de l'image. Cette correction s'effectue en comparant constamment le signal de chrominance transmis à celui de la ligne précédente, retardé à cette fin de la durée d'une ligne de balayage au moyen d'une « ligne à retard ». La somme et la différence des deux signaux, direct et retardé, sont effectuées avant la démodulation, de sorte que tout décalage est compensé automatiquement.

CHAPITRE XVII

APPAREILS DE LABORATOIRE

(équipés de tubes à vide)

Il existe de nombreux modèles d'appareils destinés à la mise au point et à l'entretien des installations électriques et électroniques fonctionnant sur toute la gamme des fréquences usuelles, de la reproduction sonore aux signaux à haute fréquence. Certains de ces appareils sont en usage dans presque tous les ateliers; parmi les plus communs se trouvent les hétérodynes, oscillateurs, voltmètres à lampes, oscillographes cathodiques. D'autres, comme les lampemètres et « signal tracers », sont aussi d'un emploi commode dans la pratique; il en sera également parlé.

Oscillateurs.

Des oscillateurs équipés de tubes à vide constituent les sources de fréquences diverses les plus couramment employées, aussi bien en basse qu'en haute fréquence. Ces appareils entrent dans deux catégories générales; les uns font appel aux caractéristiques de résistance négative qu'offrent certains tubes. Ce terme signifie que le courant augmente quand la tension appliquée décroît. Les autres emploient un couplage rétroactif, constitué d'un circuit qui renvoie à l'entrée (grille) une portion de la tension de sortie (plaque) d'amplitude et de phase convenables. Comme ce dernier principe est le plus courant, on ne parlera pas ici des appareils de la première catégorie.

Un amplificateur à l'entrée duquel est reportée, comme on vient de le dire, une partie de sa tension de sortie, entre en oscillation et engendre un courant alternatif. Le fonctionnement s'ajuste automatiquement, de sorte que le gain soit suffisant pour produire l'amplitude de tension d'entrée convenable à l'entretien, de même que la fréquence s'ajuste pour maintenir la phase nécessaire.

Le système est représenté en schéma-blocs par la figure 17-1. On remarquera qu'il n'existe pas de source extérieure de signal, puisque c'est un dispositif auto-excité. Le circuit de réaction ne reporte à l'entrée qu'une fraction β de la tension de sortie, et produit le déphasage nécessaire.

La tension d'entrée E_{in} de l'amplificateur est donnée par :

$$E_{in} = E_{fb}$$

où $E_{fb} = \beta E_{out} = \beta (A E_{in})$.

En combinant ces formules, on obtient :

$$E_{in} (1 - A\beta) = 0 \qquad (17\text{-}1)$$

Si l'on veut obtenir une tension de sortie utile, E_{in} ne peut être nulle. Par conséquent, pour qu'une oscillation se produise, il faut que :

$$1 - A\beta = 0 \qquad (17\text{-}2)$$

$A\beta$ doit donc être égal à l'unité, et tout déphasage introduit en A doit être compensé par un déphasage égal et de signe contraire en β, de sorte que :

$$| A\beta | = 1 \qquad (17\text{-}3)$$

$$\text{(déphasage de A)} = - \text{(déphasage de } \beta) \qquad (17\text{-}4)$$

Ce sont là les deux conditions nécessaires au fonctionnement du système, c'est-à-dire à l'entretien d'oscillations sans apport extérieur.

La première équation force le montage à s'ajuster de lui-même à l'amplitude correcte, soit un gain A tel que $| A\beta |$ soit égal à l'unité. A la mise en fonctionnement, le déclenchement du processus oscillatoire implique une

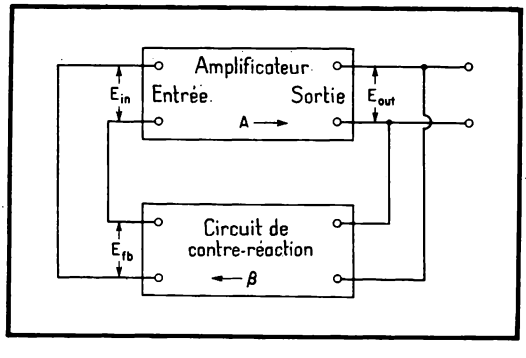


Fig. 17-1. — Principe de la contre-réaction.

perturbation initiale, telle qu'une brusque augmentation du courant anodique, dans le circuit de sortie. La tension produite de la sorte est ramenée à l'entrée, etc. A mesure que l'amplitude initiale est augmentée par les amplifications successives, le gain diminue progressivement, car le tube arrive à fonctionner dans les parties courbes de ses caractéristiques. Quand A atteint la valeur indiquée par l'équation 17-3, l'amplitude de l'oscillation cesse de croître, et l'oscillation atteint son stade d'entretien régulier.

L'équation 17-4 demande que le montage s'ajuste en fréquence à une valeur telle que les réactances de l'amplificateur et du circuit de réaction produisent les rotations de phases requises. Pour qu'un oscillateur ait une bonne stabilité de fréquence, l'angle de phase doit varier rapidement dans le circuit de réaction quand la fréquence varie. De la sorte, il ne faut qu'une légère variation de fréquence, à n'importe quel moment, pour ramener les angles de phases aux exigences qu'exprime la seconde équation.

Oscillateurs à couplage réactif par inductance et capacité.

La figure 17-2 représente quelques-uns des nombreux schémas d'oscillateurs faisant usage de circuits de réaction à couplage inductif ou capacitif. Tous les montages représentés emploient une alimentation en shunt pour la fourniture à la plaque de la tension continue, et les grilles sont polarisées par passage de leur courant dans une résistance de fuite. Néanmoins, on pourrait tout aussi bien employer une alimentation plaque en série. La polarisation de grille par résistance de fuite est avantageuse dans un oscillateur parce qu'au moment de la mise en marche, la grille ne reçoit aucune polarisation, de sorte qu'alors une grande amplification se produit. A mesure que les oscillations augmentent en amplitude, la polarisation croît, le gain se réduit, et finalement la polarisation parvient à un point où le gain est juste suffisant

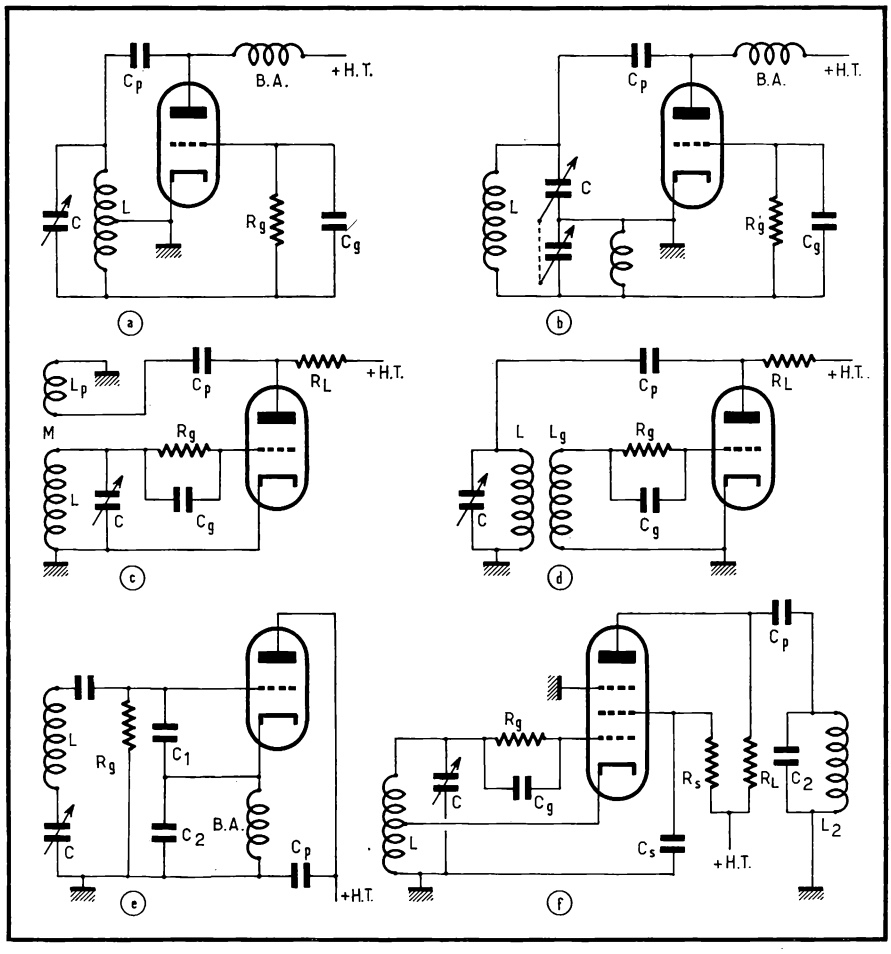


Fig. 17-2. — Oscillateurs à réaction inductive ou capacitive. En a, Hartley ; en b, Colpitts ; en c, à circuit grille accordée ; en d, à circuit plaque accordé ; en e, Clapp ; en f, Hartley à couplage cathodique.

pour que l'oscillation s'entretienne. Ce procédé de polarisation assure une mise en marche sûre chaque fois que la tension d'alimentation est appliquée.

Le montage Hartley (fig. 17-2 *a*) emploie un couplage réactif par l'inductance mutuelle M entre les deux sections du bobinage L. La fréquence d'oscillation est légèrement inférieure à $f = 1/(2\pi \sqrt{LC})$ si la valeur de M est suffisamment grande. Le condensateur C_p isole le circuit accordé de la tension d'alimentation, et l'inductance d'arrêt empêche le courant oscillant de traverser la source.

Le montage Colpitts (*b*) fait usage du couplage mutuel produit par les courants circulant dans le circuit accordé. Les montages à accord grille ou plaque (*c*) et (*d*) emploient un couplage par des bobinages insérés dans les circuits de grille et de plaque.

Une modification de l'oscillateur Colpitts, le montage Clapp (*e*), emploie l'accord en série.

Tous ces montages ont un défaut commun, savoir que la fréquence d'oscillation dépend quelque peu des caractéristiques μ et r_p du tube, et de ses capacités internes, ainsi que de la charge — c'est-à-dire de la quantité d'énergie oscillante prélevée. Le montage à couplage électronique (*f*) a l'avantage d'isoler le circuit oscillant de la charge en employant la cathode, la grille et l'écran d'une pentode comme les électrodes d'une triode oscillatrice, avec l'écran au potentiel de la masse du point de vue de l'oscillation, de sorte que la plaque et le circuit de charge en sont séparés. Le couplage à la plaque est réalisé par le flux électronique, et la charge a très peu d'effet sur la fréquence d'oscillation.

L'effet des capacités internes du tube est réduit d'ordinaire en employant un condensateur d'accord C de valeur relativement élevée, de sorte que les variations de capacité du tube représentent une fraction minime de la capacité totale, qui détermine la fréquence d'oscillation.

Générateurs H. F. (hétérodynes).

Les générateurs employés dans les laboratoires pour la production de signaux à haute fréquence sont généralement du type L-C et peuvent employer l'un quelconque des schémas décrits. Le choix du schéma est déterminé par la commodité de commutation des bobinages, la constance de la tension de sortie et la stabilité de la fréquence sur des périodes d'usage prolongées. La figure 17-3 est le schéma d'une hétérodyne modulée de type courant pour les emplois d'atelier.

Pour rendre la fréquence d'oscillation plus indépendante de la charge, il est bon de faire usage d'un tube tampon entre l'oscillateur et la sortie. Ce tube isole celle-ci du circuit oscillateur. Un tel appareil comporte le plus souvent un circuit de modulation en amplitude, de manière à fournir au récepteur en essai un signal assurant le fonctionnement de ses divers étages. Dans la plupart des cas, une tension de sortie de faible valeur est nécessaire, chiffrée en millivolts ou microvolts, et l'appareil inclut un atténuateur à basse impédance permettant l'ajustage de cette tension. Dans les appareils perfectionnés, à un atténuateur calibré est adjoint un voltmètre à lampe indiquant la valeur de la tension de sortie.

Oscillateurs modulés en fréquence.

On emploie des oscillateurs modulés en fréquence non seulement pour l'essai des récepteurs destinés à la modulation de fréquence, mais pour contrôler la largeur de la bande passante des amplificateurs en en traçant la courbe de réponse sur l'écran d'un oscillographe cathodique.

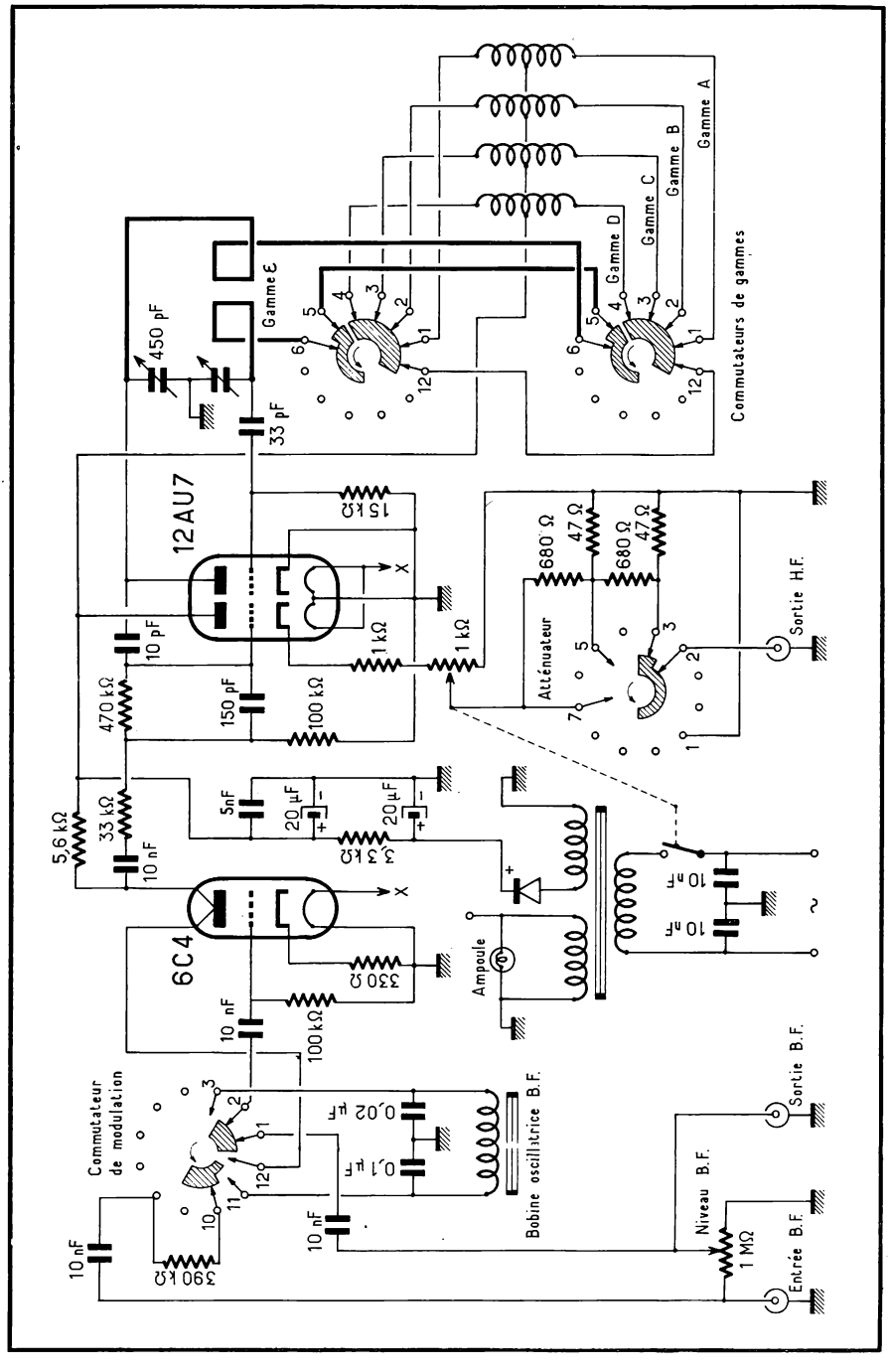


Fig. 17-3. — Générateur H. F. économique (hétérodyne modulée d'alignement).

Le processus de modulation consiste à faire varier la fréquence d'un oscillateur de part et d'autre d'une fréquence centrale, à un taux déterminé par la fréquence du signal de modulation. Il existe plusieurs méthodes susceptibles d'être appliquées à l'appareillage de laboratoire, et la plus simple est celle qui consiste à faire varier directement la valeur de l'inductance ou de la capacité du circuit oscillant L-C à la fréquence de modulation. Un petit condensateur variable branché en parallèle sur C peut être mis en rotation par un moteur, ou une plaque mobile peut être reliée à la membrane vibrante d'un haut-parleur. Le signal B. F. de modulation appliqué à la bobine mobile est alors souvent le réseau à 50 périodes, de sorte que la variation d'inductance ou de capacité a lieu à cette fréquence — et partant la modulation elle-même. Ce décalage de part et d'autre de la fréquence constitue un « balayage » en fréquence (excursion) dont les limites — l'amplitude — sont liées à celles du déplacement mécanique de l'organe moteur, en l'occurrence la membrane du haut-parleur affecté à cette fonction particulière.

Cette méthode, ainsi que celle qui fait appel à un moteur rotatif, limite évidemment la modulation à des fréquences basses. Pour obtenir une modulation sur une gamme de fréquences beaucoup plus étendue, on fait appel à un *tube à réactance* (fig. 17-4). Le montage en question utilise la propriété particulière aux pentodes qui fait que le courant anodique dépend dans une très large mesure de la tension de grille, et très peu de la tension d'anode, pour une valeur fixe de la tension d'écran. L'espace anode - cathode est branché directement aux bornes du circuit résonnant de l'oscillateur qui doit être modulé en fréquence, et le potentiel alternatif d'anode est la tension aux bornes de ce circuit.

La tension d'attaque de grille de la pentode — tension de modulation — lui est fournie par un circuit série comportant une résistance et un élément réactif (ordinairement un condensateur). Dans le montage figure 17-4 *a*, le condensateur C présente une réactance très élevée à la fréquence de l'oscillateur. La résistance R a une valeur faible par rapport à cette réactance (ordinairement de l'ordre du dixième ou moins). Le courant traversant R et C est déterminé principalement par la valeur du condensateur, et par suite est déphasé en avance sur la tension d'anode de près de 90°. Le courant plaque, qui dépend de la tension de grille, est également en avance de près de 90° sur la tension plaque.

Le circuit résonnant de l'oscillateur fournit au tube à réactance le même courant que s'il s'agissait d'un condensateur, et du fait que la valeur de ce courant varie avec la pente du tube, cette capacité fictive varie avec la tension de grille. Dans le montage représenté, cette capacité apparente est $C_{in} = g_m C R$. Si une tension de modulation est appliquée à travers R, la tension de grille varie, et partant la capacité apparente, ainsi, par conséquent, que la fréquence de résonance du circuit.

Si la variation de la pente est une fonction linéaire de la tension de grille, et si C_{in} est inférieure à 10 % de la valeur du condensateur d'accord C, un tel système assurera une relation linéaire entre la tension de modulation et l'excursion de fréquence. Le montage représenté ici procure, avec une bonne linéarité, une excursion en fréquence de l'ordre de 5 % de part et d'autre de la fréquence centrale.

Un bon oscillateur modulé en fréquence doit être exempt de modulation d'amplitude simultanée. Cela exige que la tension de grille soit exactement déphasée de 90° sur la tension d'anode. S'il existe une légère composante en phase, le tube à réactance apparaîtra en même temps comme comportant une composante résistive dans l'impédance qu'il constitue; et avec la variation de cette résistance apparaîtra une variation périodique d'amplitude de la tension de sortie. Cet effet ne peut être entièrement éliminé du montage

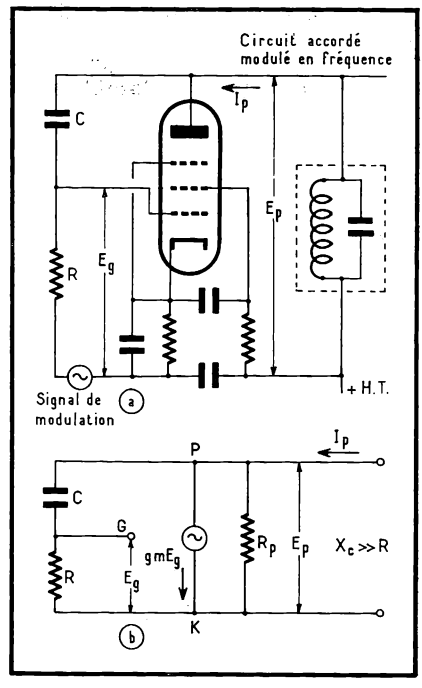


Fig. 17-4. — Schéma de montage d'un tube à réactance, et circuit équivalent.

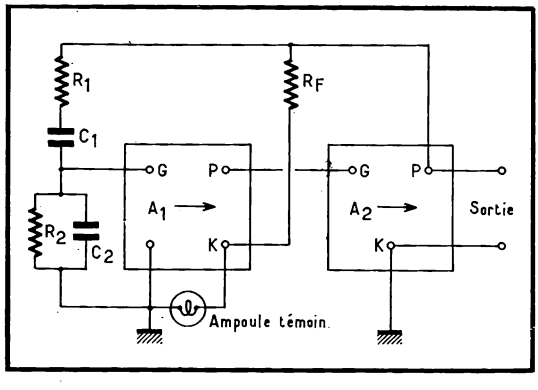


Fig. 17-5. — Schéma simplifié d'un oscillateur R-C en pont de Wien.

en question, mais il en existe d'autres qui sont plus satisfaisants à cet égard.

On discutera par la suite de l'emploi des oscillateurs modulés en fréquence pour la mesure de la bande passante des amplificateurs, conjointement avec l'oscillographe cathodique.

Oscillateurs à résistances-capacités.

Quand il s'agit de produire des oscillations de fréquences basses (notamment de fréquences audibles) il est assez difficile d'établir des circuits oscillants L-C de peu d'encombrement joint à un Q élevé. Les oscillateurs à résistances-capacités éliminent l'inductance et peuvent descendre à des fréquences de l'ordre d'une période/seconde.

La figure 17-5 représente de manière très schématisée un tel oscillateur. Il emploie un amplificateur à deux étages, non pas nécessairement pour procurer un gain, mais pour produire le déphasage qu'exige l'entretien d'oscillations. La fréquence d'oscillation est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

fréquence pour laquelle la tension aux bornes de la combinaison de $R_2 C_2$ en parallèle passe par un maximum, pour un déphasage nul par rapport à la tension de sortie alternative de l'amplificateur. L'ampoule à filament de tungstène insérée dans le circuit de cathode du premier étage constitue une

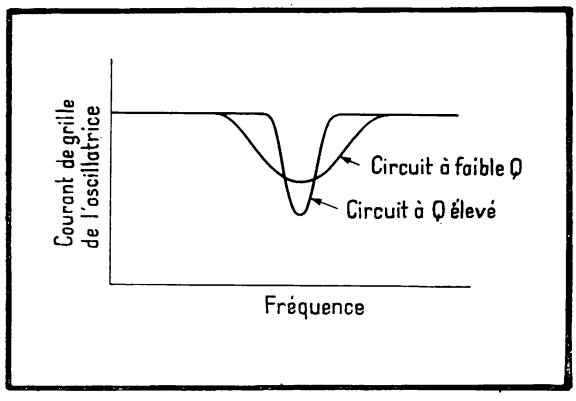


Fig. 17-6. — Courant de grille en fonction de la fréquence quand le bobinage oscillateur est couplé à un circuit accordé.

résistance variable, qui augmente avec l'intensité du courant. Avec la résistance R_F elle fournit une contre-réaction qui, par suite de cette variation, s'ajuste automatiquement de manière à réduire le gain à l'exacte valeur nécessaire à l'entretien des oscillations.

Par un choix convenable des paramètres et de la valeur de la contre-réaction, on peut, avec une amplification limitée, obtenir une forme d'onde exempte de distorsions, de sorte qu'un tel oscillateur constitue une excellente source d'ondes sinusoïdales.

Si l'on fait $C_1 = C_2$ et $R_1 = R_2$, la fréquence varie à l'inverse de la capacité d'accord, et non en raison de la racine carrée de celle-ci, comme dans les oscillateurs L-C. Du fait que la plage de variation usuelle d'un condensateur variable est de l'ordre de 10 à 1, l'oscillateur R-C donne une gamme de fréquences de même proportion pour une rotation complète du condensateur. Par le choix de valeurs de $R_1 = R_2$ en relation décimale, il est possible d'obtenir des gammes de fréquences ayant entre elles le même rapport décimal, permettant l'usage d'une graduation unique du cadran.

Ce montage est très employé dans la construction d'oscillateurs B. F. de laboratoire, pour l'étude et la mise au point. La gamme de fréquences d'appareils courants couvre souvent une plage de 20 Hz à 200 kHz en quatre sections.

Oscillateur " grid dip ".

L'un quelconque des oscillateurs de la figure 17-2 peut être employé en « grid dip » moyennant l'addition d'un milliampèremètre en série avec la résistance de grille. Du fait qu'il permet l'emploi de bobinages n'ayant que

deux connexions, le montage Colpitts est souvent choisi pour cet usage. Avec des bobinages interchangeables à broches, il est possible de couvrir une gamme de fréquences très étendue. On dispose le montage de manière que le bobinage puisse facilement être couplé à d'autres faisant partie de circuits accordés extérieurs.

L'utilité de l'oscillateur « grid dip » tient au fait que si la charge imposée à un oscillateur varie, la tension de grille, et partant le courant débité par celle-ci, varie également. Si le bobinage oscillateur est couplé à un circuit résonnant extérieur (en le plaçant à proximité de celui-ci), le courant de grille variera comme le montre la figure 17-6, au moment où la fréquence de l'oscillation, que l'on fait varier, « passe » sur la fréquence d'accord du circuit extérieur. Plus le couplage est serré, plus profonde est la « plongée » (dip) du courant de grille. L'acuité de cette plongée (voir la courbe) est proportionnelle au « Q » du circuit extérieur — d'autant plus « pointue » qu'il est de meilleure qualité.

Si le cadran de l'oscillateur « grid dip » est étalonné en fréquence, il est ainsi possible de savoir sur quelle fréquence est accordé le circuit auquel on le couple, et ceci sans qu'il soit nécessaire de mettre en fonctionnement l'appareil dont il fait partie. Ce montage permet également de déceler la présence de résonances parasites dans les câblages d'appareils, et de savoir sur quelles fréquences elles se produisent. Bien qu'il ne s'agisse pas d'un outil de très grande précision, il fournit commodément des renseignements qu'on ne pourrait obtenir facilement par d'autres moyens.

Appareillage destiné aux mesures de fréquences.

Il existe deux classes générales d'appareils rentrant dans cette catégorie. La première prélève de l'énergie sur la source dont la fréquence doit être mesurée, et cette énergie agit sur un organe indicateur faisant partie d'un circuit sensible à la fréquence. Ces instruments sont du type dit *à absorption,*

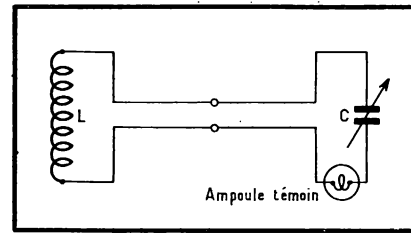


Fig. 17-7. — Ondemètre à résonance.

et ne peuvent procurer une grande précision de mesure. Le « grid dip » entre dans cette catégorie. La seconde emploie une méthode consistant à produire une fréquence de valeur connue que l'on compare à la fréquence à mesurer par le phénomène des battements. Elle permet une grande précision.

L'appareil connu (pour des raisons historiques) sous le nom d'*ondemètre* à absorption est généralement un simple circuit accordé auquel est joint un indicateur de résonance tel qu'une petite ampoule ou un ampèremètre apte à la mesure des courants à haute fréquence (fig. 17-7). L'étalonnage est effectué au moyen d'une source de fréquence connue à laquelle on couple le bobinage d'une manière assez lâche; on tourne le condensateur variable de l'ondemètre jusqu'à ce que l'illumination de l'ampoule, ou la déviation de l'ampèremètre, indique que le circuit résonne sur la fréquence de la source, résonance indiquée par une intensité maximum. Le cadran

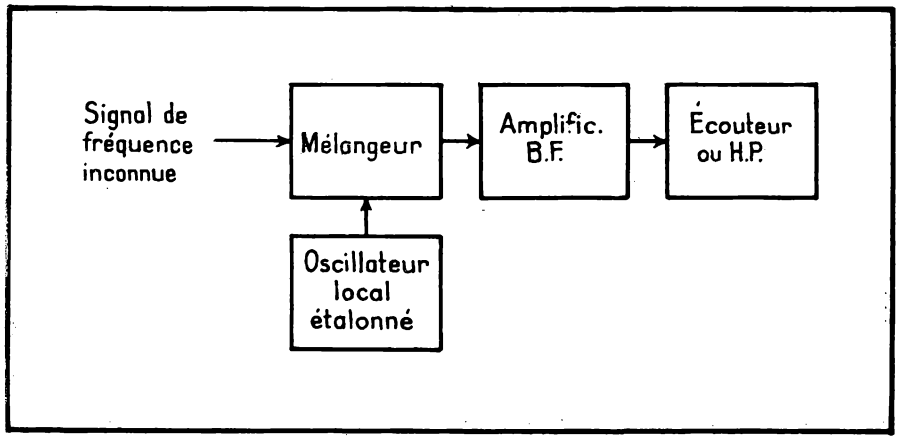


Fig. 17-8. — Fréquencemètre hétérodyne.

est gradué directement en fréquence, ou on se reporte à un graphique établi d'après un certain nombre de points d'étalonnage.

Le couplage lâche est destiné à produire le moins d'interaction possible entre la source et l'ondemètre, et à obtenir une indication plus nette du point de résonance.

Le procédé faisant usage des battements nécessite un appareillage beaucoup plus compliqué, mais il permet une bien plus grande précision, et aussi la mesure de la fréquence de sources délivrant une puissance trop faible pour mettre en action l'indicateur de résonance d'un ondemètre à absorption. La figure 17-8 montre le dispositif dans ses grandes lignes. La fréquence à mesurer et la fréquence étalon fournie par l'oscillateur local sont injectées à un mélangeur. Il en résulte une fréquence de battement égale à la différence des fréquences incidentes. Cette résultante est amplifiée, et constitue une note audible de fréquence d'autant plus basse que les deux fréquences incidentes sont plus voisines l'une de l'autre. Quand elles sont égales, la résultante est nulle et le son disparaît. Il suffit alors de lire sur le cadran de l'oscillateur local la valeur indiquée, qui est celle de la fréquence à mesurer.

Si ce générateur ne possède pas une gamme de fréquences assez étendue, il est possible de faire usage d'une harmonique. Evidemment, cela augmente la possibilité d'erreur, car on peut se tromper dans l'évaluation du rang de l'harmonique en question. Moyennant l'emploi auxiliaire d'un ondemètre à absorption, cette erreur peut être évitée. On peut également faire appel à un certain nombre d'oscillateurs à cristal fournissant des fréquences de repère connues.

Le générateur étalon doit être de bonne fabrication, et très stable, puisque c'est de sa qualité que dépend la précision de la mesure. Pour contrôler l'étalonnage de tels générateurs, on compare les fréquences qu'ils fournissent avec des fréquences étalons transmises par certains émetteurs de radio, par exemple, aux Etats-Unis, l'émetteur WWV du Bureau national des Standards, à Washington, lequel émet des fréquences de 2,5, 5,0, 10,0, 15,0, 20,0, 30,0 et 35,0 MHz avec une précision de l'ordre du cent millionième. Les appareils de laboratoire de construction soignée réalisent des précisions de l'ordre de 0,01 % de la fréquence à mesurer, et il existe des équipements spéciaux permettant des précisions bien supérieures.

Oscilloscope

L'assemblage d'un certain nombre de circuits électroniques permet la construction d'un appareil d'atelier très pratique, l'oscilloscope cathodique. Le schéma-blocs d'un tel appareil est donné figure 17-9. Les deux amplificateurs sont généralement du type à liaison par résistances, et sont établis de manière à avoir une bande passante plus large que celle des amplifi-

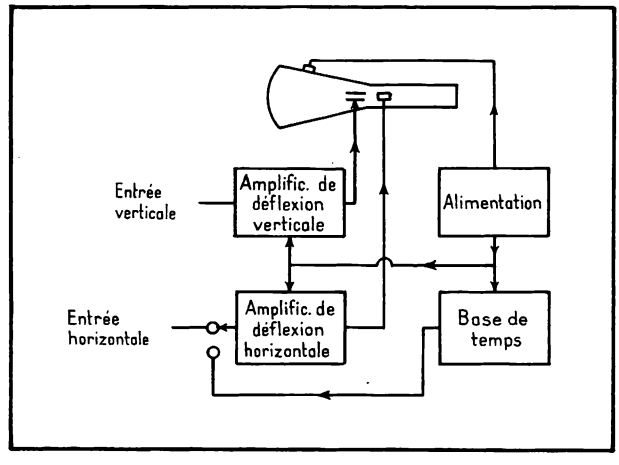


Fig. 17-9. — Principe d'un oscilloscope cathodique.

cateurs B. F. ordinaires. Dans certains oscilloscopes, la gamme amplifiée part de zéro (courant continu), ce qui implique qu'on ne fasse pas usage de condensateurs dans les liaisons. Du côté des fréquences élevées, la bande s'étend couramment jusqu'à 200 kHz et monte à 3 ou 5 MHz dans les appareils perfectionnés. Il arrive que les caractéristiques de l'amplificateur vertical soient plus poussées que celles de l'amplificateur horizontal, du fait que c'est au premier, en général, qu'est soumis le signal examiné.

Le tube employé est le plus souvent du type à déflexion électrostatique, et le diamètre d'écran le plus courant pour l'emploi en laboratoire est de 5 pouces (127 mm). Les écrans sont des types P1 et P5. Les sources d'alimentation sont généralement incorporées, y inclus celles des amplificateurs, et la source à haute tension et faible débit nécessaire à l'anode d'accélération du tube cathodique.

Les tensions de sortie des amplificateurs doivent être suffisantes pour déplacer le spot sans distorsion sur n'importe quel point de l'écran. Un tube qui emploie une tension d'anode élevée pour l'obtention d'une forte brillance est peu sensible, ce qui nécessite un gain élevé dans les amplificateurs, en même temps qu'une réponse en fréquence constante sur une large bande. Pour obtenir une tension de sortie plus élevée, ces amplificateurs ont souvent un étage de sortie en push-pull.

La figure 17-10 est le schéma complet d'un oscilloscope pour usage général. L'emploi le plus fréquent consiste dans l'examen de formes d'ondes. On se sert également de l'oscilloscope comme voltmètre de crête, comparateur de fréquences, et comme indicateur d'alignement des amplificateurs accordés à large bande.

Pour l'observation de formes d'ondes en fonction du temps, il est nécessaire qu'il existe dans l'oscilloscope une base de temps fournissant des tensions en dents de scie pour le balayage horizontal. On peut de cette manière faire apparaître un signal à variation périodique sous forme de courbe tracée

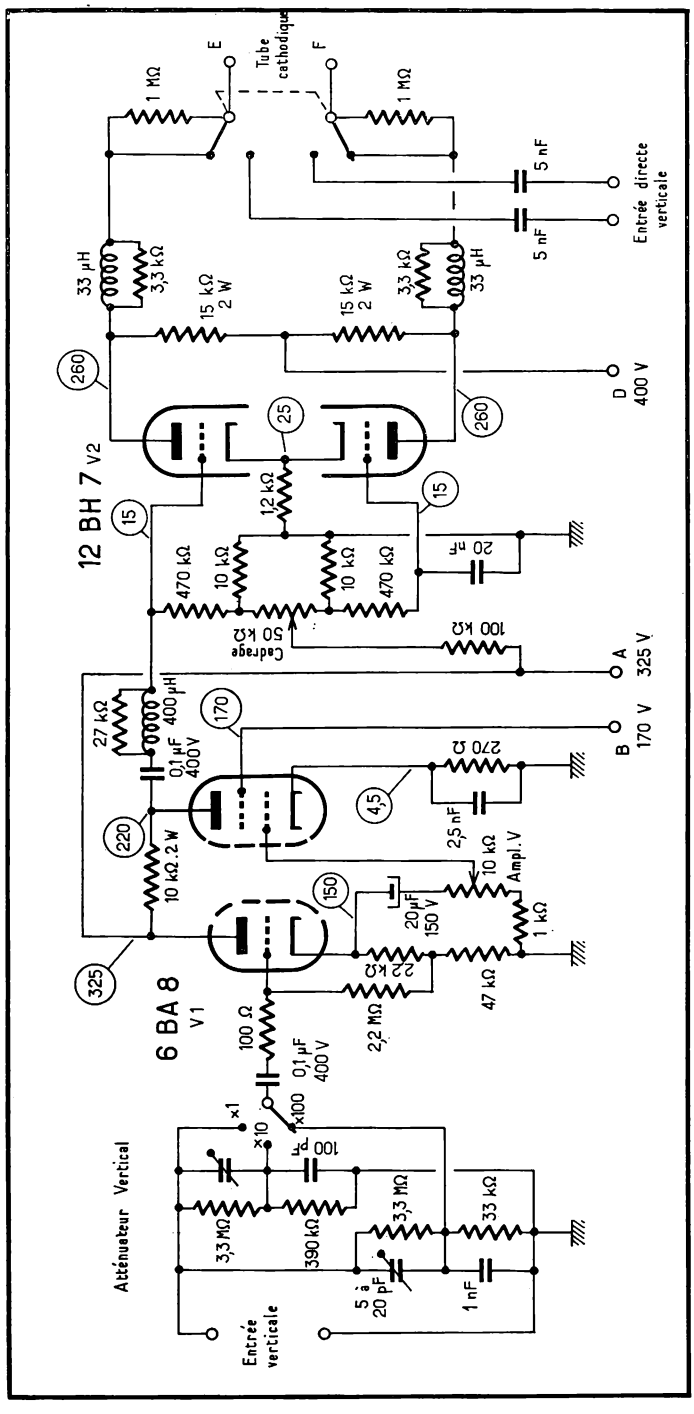


Fig. 17-10. — Schéma de principe de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope Heath.

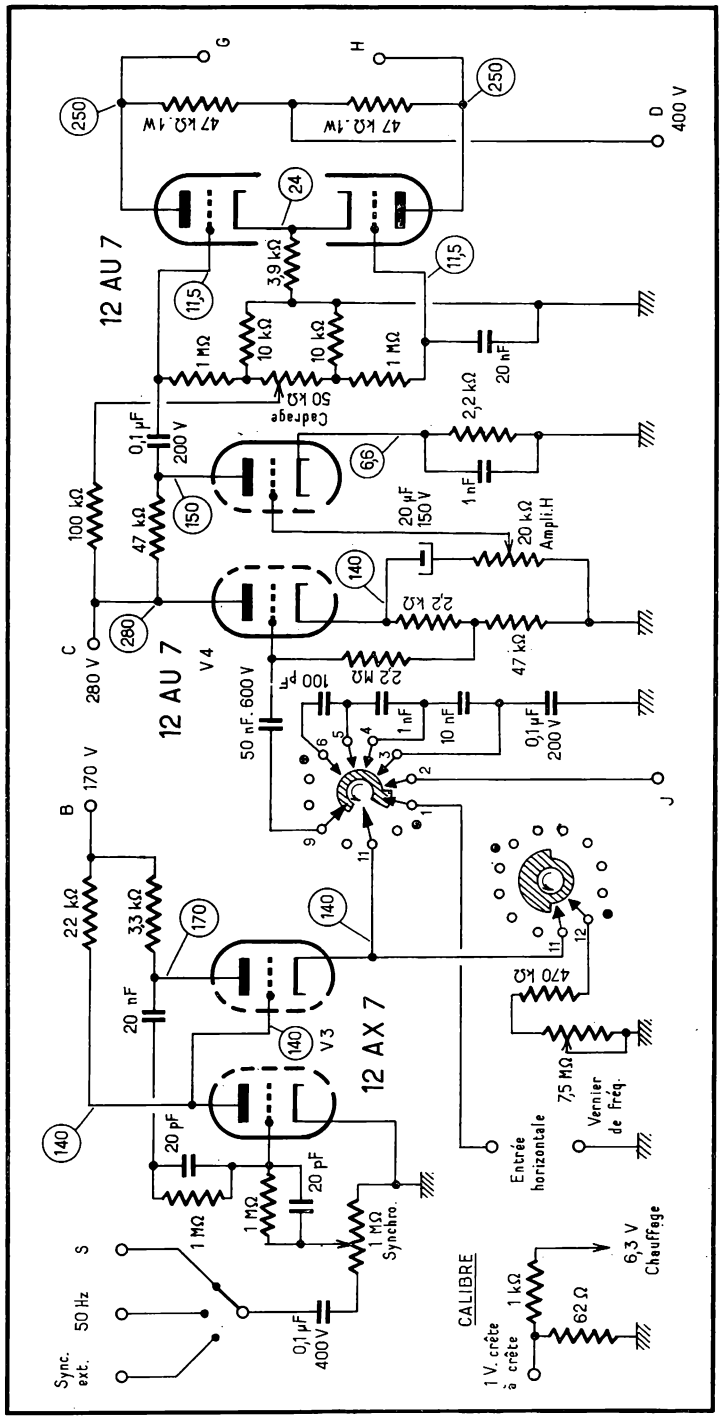


Fig. 17-10 (suite). — **Schéma de principe des bases de temps de l'oscilloscope** Heath.

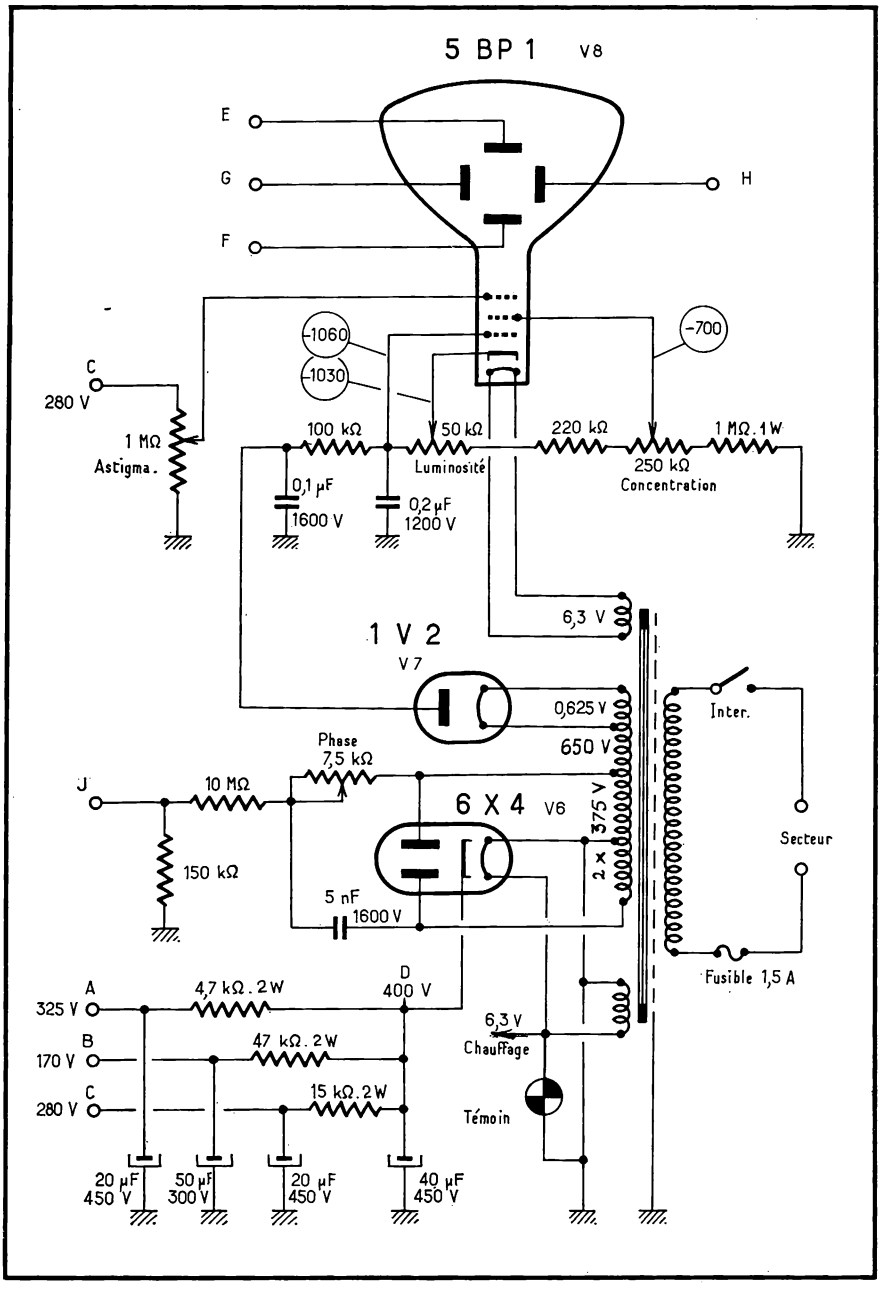


Fig. 17-10 (suite). — **Schéma de principe du branchement du tube cathodique et de l'alimentation de l'oscilloscope** Heath.

sur l'écran. Pour les bases de temps, les schémas discutés dans le chapitre 8 sont applicables; dans les appareils simples on fait usage d'un montage à thyratrons, et de tubes à vide pour les modèles plus perfectionnés.

La tension de balayage est appliquée aux plaques de déflexion horizontale (x), et la tension à examiner aux plaques verticales (y). Le résultat des deux déflexions simultanées et perpendiculaires est semblable à celui que donne une représentation graphique du phénomène périodique, comme le montre la figure 17-11 illustrant l'analyse d'une oscillation sinusoïdale. Si la tension de déflexion horizontale est bien linéaire, et si l'amplificateur vertical n'introduit aucune distorsion, le tracé obtenu sur l'écran est une représentation fidèle de la forme de l'onde étudiée, et toute forme d'onde est justiciable de l'analyse illustrée graphiquement.

L'emploi de l'oscilloscope en voltmètre de crête nécessite un calibrage de l'écran. La tension inconnue est appliquée d'abord, et la commande de gain ajustée de manière à obtenir une longueur de balayage convenable. On y substitue ensuite une source étalonnée dont la tension est amenée à la valeur procurant la même déviation, ceci évidemment sans toucher à la commande de gain. A ce moment, les deux tensions sont égales. Le signal d'étalonnage employé est souvent une onde de forme carrée.

La comparaison de fréquences s'effectue en appliquant l'une des fréquences à l'une des paires de plaques déflectrices, et l'autre à la seconde

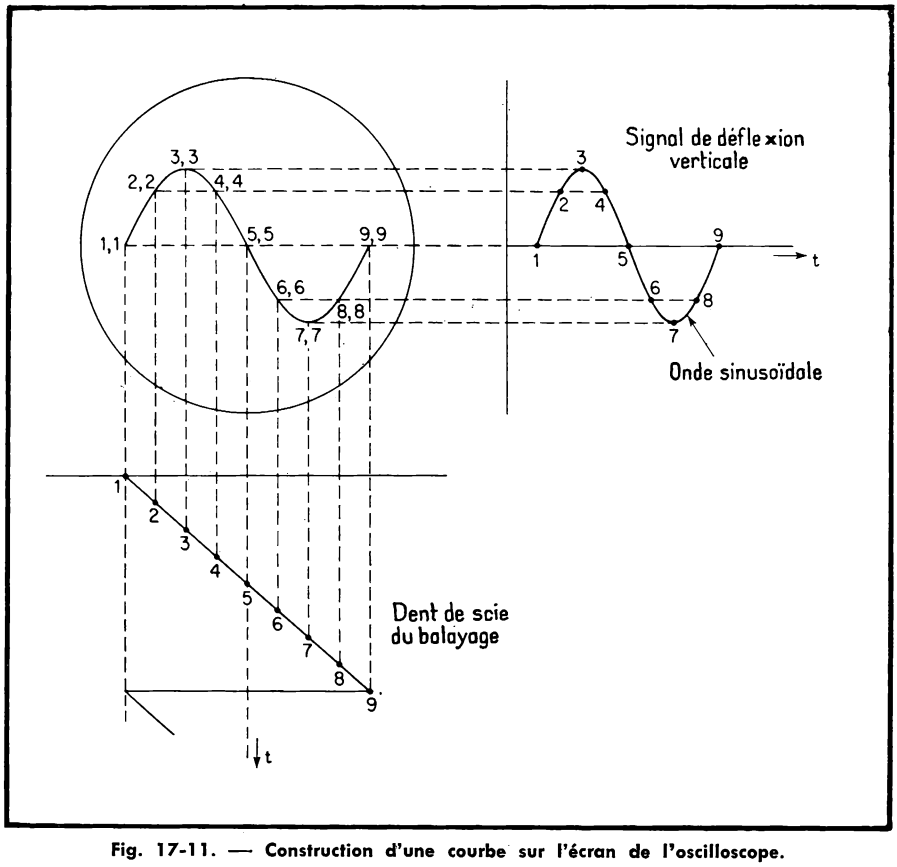


Fig. 17-11. — Construction d'une courbe sur l'écran de l'oscilloscope.

paire, directement ou par l'intermédiaire des amplificateurs. Le résultat de la combinaison fournit des courbes connues sous le nom de figures de Lissajous, du nom du physicien qui les obtint le premier au moyen du tracé des oscillations d'un pendule sur du sable. Si le rapport des fréquences n'est pas exactement un multiple de deux, le tracé résultant semblera tourner comme s'il était formé sur un cylindre transparent, la vitesse de révolution

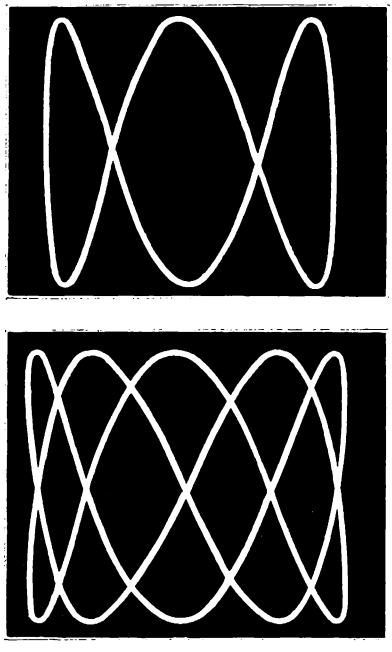


Fig. 17-12. — Courbes de Lissajous obtenues avec diverses fréquences (multiples pairs).

diminuant au fur et à mesure qu'on rapproche l'une des fréquences d'un multiple exact de l'autre. Quand la figure est immobile, le rapport des fréquences est égal à celui des crêtes apparaissant respectivement sur les bords horizontal et vertical du réseau tracé. On peut apprécier de la sorte des rapports de fréquences de l'ordre de dix à un, et les mesurer. Au-dessus de ce rapport, il est difficile de compter avec précision le nombre des périodes des variations d'un des signaux par rapport à l'autre. La figure 17-12 montre deux courbes typiques.

Allié à un dispositif de balayage en fréquence, dont il a été parlé plus haut, l'oscilloscope devient un « traceur de courbes » (fig. 17-13) permettant d'examiner la courbe de réponse d'un amplificateur. L'excursion de fréquence de l'oscillateur doit être sensiblement plus grande que la totalité de la bande passante examinée, afin de ne pas déformer les extrémités de celle-ci. Le balayage horizontal du tube est synchronisé avec la modulation de fréquence (laquelle est souvent, on l'a dit, celle du réseau à 50 Hz), de sorte qu'une position donnée du spot correspond constamment à une fréquence déterminée de l'oscillateur. La tension de sortie de l'amplificateur examiné est appliquée aux plaques de déflexion verticale. Cette tension varie avec l'amplification obtenue sur chaque fréquence particulière, de sorte que la déflexion correspond à cette amplification — à la « réponse » de l'amplificateur à cette fréquence — et que la courbe totale représente la variation du gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence.

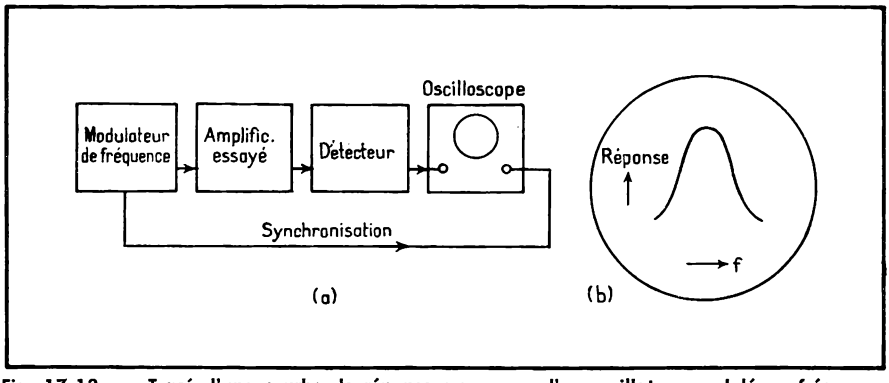


Fig. 17-13. — Tracé d'une courbe de réponse au moyen d'un oscillateur modulé en fréquence.

On peut de la sorte aligner « visuellement » un récepteur (de radio ou de télévision, notamment) et contrôler constamment les répercussions des réglages effectués sur la forme de la courbe représentant sa bande passante. Ce procédé est pratiquement indispensable lorsque le récepteur fait usage de circuits à accords décalés ou de filtres de bande surcouplés.

Un autre emploi est illustré par la figure 17-14. Si une onde porteuse modulée est appliquée aux plaques de déflexion verticale et la tension de modulation aux horizontales, on obtient une figure du type représenté, au moyen de laquelle il est possible de mesurer le taux (profondeur) de modulation en pourcentage, d'après la formule :

$$m = \frac{AB - CD}{AB + CD} \times 100\ \%.$$

La linéarité de la modulation est indiquée par celle des lignes AC et BD. Si un déphasage se produit dans le processus, ces lignes seront des portions d'ellipses. Pour cette mesure, il n'est pas nécessaire qu'il existe un rapport de fréquence précis entre la porteuse et la modulation (ordinairement B. F.),

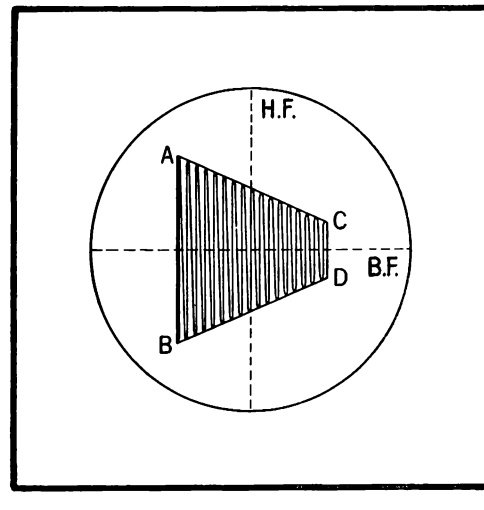


Fig. 17-14. — Mesure d'un taux de modulation.

car chaque période de la modulation produit une figure complète, et les périodes de la porteuse sont généralement trop serrées pour qu'on puisse les distinguer.

Voltmètres à lampes.

Dans beaucoup de circuits, si l'on ne veut pas qu'une mesure effectuée pendant le fonctionnement perturbe celui-ci et par conséquent fausse les indications obtenues, il est nécessaire de faire usage d'un appareil à très forte impédance d'entrée. En outre, on désire généralement que la précision des mesures soit indépendante de la fréquence sur des gammes étendues. C'est le voltmètre à lampe qui répond le mieux à ces exigences.

Tandis que les plus anciens modèles employaient des triodes, on se sert généralement aujourd'hui de diodes avec les schémas que représente la figure 17-15. Les composants sont les mêmes, mais les caractéristiques des circuits diffèrent.

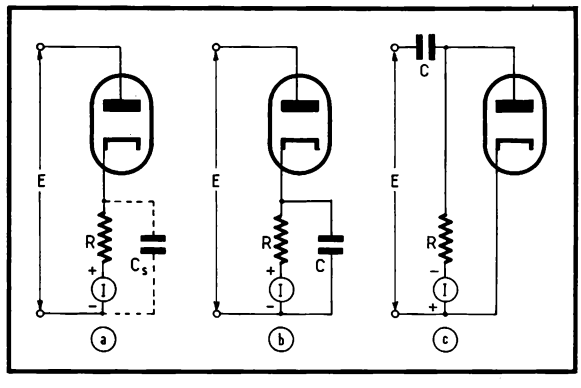


Fig. 17-15. — Trois montages classiques de voltmètres à diodes.

En *a*, on emploie le redressement fourni par la diode pour actionner un appareil de mesure pour courant continu, branché en série. Le courant est proportionnel à la valeur moyenne de l'alternance positive, par suite des caractéristiques de ces appareils, lorsqu'ils sont alimentés (comme c'est le cas) en impulsions unilatérales. La lecture est indépendante de la fréquence jusqu'à une certaine valeur pour laquelle la capacité parasite C shuntant R a une réactance comparable à la valeur de celle-ci. Cette limite de fréquence peut être reculée en faisant usage d'une diode à cristal, qui élimine la capacité filament-cathode d'une diode à vide.

L'impédance d'entrée est presque égale à 2 R, de sorte que R doit avoir une valeur élevée et que l'appareil de mesure doit dévier pour un courant de faible intensité.

Dans le montage *b*, la capacité shunt est délibérément portée à une valeur telle que $\omega R C > 10$. On a alors un redresseur demi-onde avec un filtre R C associé, et le condensateur se charge à peu près à la tension de crête du signal appliqué à la diode. Comme le condensateur se décharge lentement à travers R, ce courant sera sensiblement proportionnel à la tension de crête : on aura donc ainsi un voltmètre de crête. L'impédance d'entrée, dans ce cas, se réduit à R/2, de sorte qu'il impose à la source une charge plus notable que le précédent montage.

Le schéma *c* est similaire, quant au fonctionnement, au montage *b*, et donne aussi l'indication de la valeur de crête positive.

Ces appareils sont souvent gradués en valeur efficace d'onde sinusoïdale;

mais de la sorte, si l'onde appliquée n'a pas cette forme, l'indication est fausse. L'erreur est moindre si la graduation est en valeur moyenne.

On peut aussi, pour construire un voltmètre à lampe, employer la portion réduite de la caractéristique grille-plaque d'une triode où le courant plaque est proportionnel au carré de la tension de grille. La tension appliquée doit être limitée à une plage étroite, et l'étalonnage est fortement affecté par les variations de tensions d'alimentation, de sorte que ce genre de montage est rarement employé à des travaux précis. Il est représenté figure 17-16; la polarisation de grille E_{cc} est ajustée pour amener le courant au point de coupure, afin que le fonctionnement s'effectue dans la zone désirée, où la réponse est quadratique.

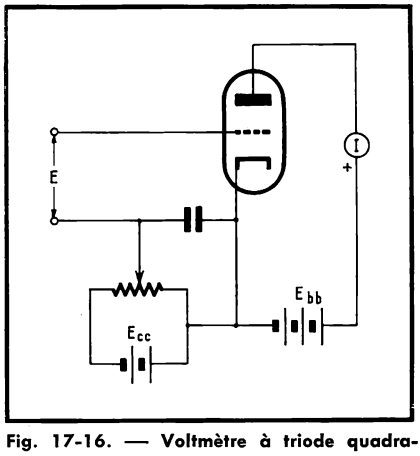


Fig. 17-16. — Voltmètre à triode quadratique.

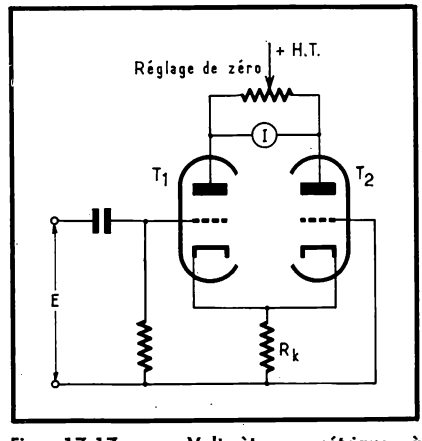


Fig. 17-17. — Voltmètre symétrique à double triode.

Le défaut dû à la sensibilité aux variations des tensions d'alimentation peut être évité en employant deux triodes (fig. 17-17) dont la seconde est uniquement destinée à équilibrer le pont formé par les deux résistances internes et les deux résistances de charge. La triode T 1 reçoit la tension d'entrée. En l'absence de celle-ci, on ajuste le réglage de zéro de façon qu'aucun courant ne traverse le milliampèremètre, ce qui montre que le pont est équilibré. Le signal appliqué fait varier le courant plaque de T 4, soit linéairement, soit quadratiquement, selon la valeur de polarisation adoptée. Il en résulte une différence de tension entre les deux plaques, et un courant traverse le milliampèremètre. Si le condensateur de grille n'existe pas, la mesure d'une tension continue est possible.

Avec ce montage, la lecture n'est pas influencée par les variations de tensions. Le meilleur résultat est obtenu avec des tubes identiques. Même s'ils ne le sont pas exactement, ce montage constitue une grande amélioration par rapport à celui à tube unique.

La figure 17-18 est le schéma détaillé d'un appareil commercial basé sur ce principe. Comme la tension d'entrée des tubes ne peut dépasser quelques volts, un atténuateur d'entrée est prévu. Le pont à triodes est établi pour la mesure des tensions continues; pour l'alternatif, une diode redresseuse est ajoutée à l'entrée, et le pont mesure la tension continue qu'elle fournit. Pour étendre la gamme de fréquences, on peut faire usage d'une sonde contenant une diode à cristal : celle-ci ne demande pas de courant d'alimentation, de sorte qu'elle constitue un dispositif très simple et que seul le conducteur amenant au voltmètre le courant redressé est nécessaire. La tension mesurée doit être limitée à environ 20 V pour éviter la surcharge de la diode. La

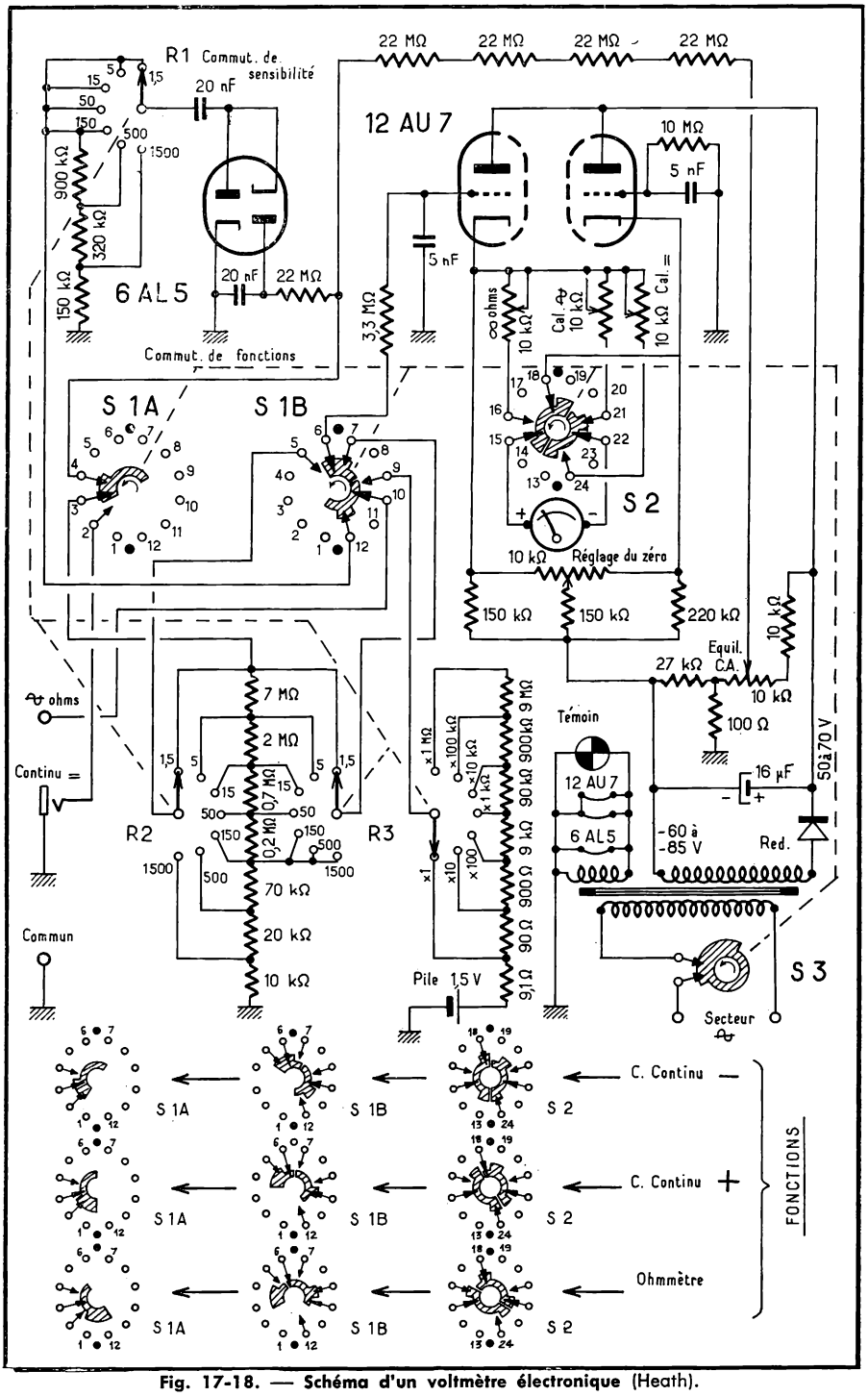


Fig. 17-18. — Schéma d'un voltmètre électronique (Heath).

figure 17-19 donne le schéma correspondant. Il permet un fonctionnement satisfaisant depuis les fréquences acoustiques jusqu'à des centaines de mégahertz, la limite étant déterminée surtout par la construction de la sonde.

Voltmètres accordés.

On emploie également des appareils assez semblables comme constitution à des récepteurs de radio, comportant un amplificateur H. F. accordé dont la tension de sortie est mesurée par un voltmètre, qui peut être un indicateur d'accord du type « œil magique ». L'amplificateur est étalonné en fréquence et accordable sur une gamme étendue.

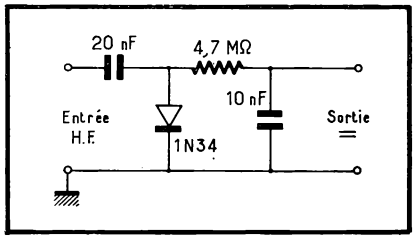


Fig. 17-19. — Sonde à cristal.

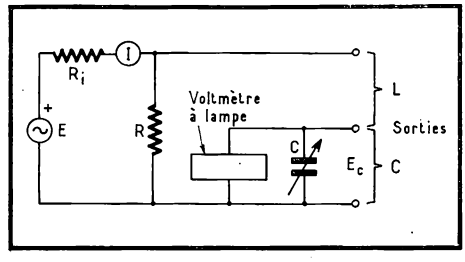


Fig. 17-20. — Q/mètre simplifié.

En combinant deux de ces ensembles, accordables chacun sur une gamme différente, avec un voltmètre B. F., un voltmètre continu et un wattmètre, il est possible de contrôler simultanément plusieurs sections d'un récepteur de radio pour localiser un défaut.

Q/mètre.

Il s'agit en l'occurrence d'un appareil à emplois multiples. Il permet de mesurer directement le rapport réactance/résistance (Q) d'un bobinage, aussi bien que de faire des mesures d'inductance et de capacité. Dans sa forme simplifiée, un tel appareil est représenté figure 17-20. Il fait usage d'un oscillateur à fréquence variable de haute stabilité, à tension de sortie constante (E), et d'un condensateur variable étalonné (C). Le bobinage à mesurer est placé en série avec C, et réglé à la résonance sur la fréquence de la source E, condition indiquée par un maximum de tension aux bornes du condensateur, mesuré par un voltmètre à lampe. Le courant dans le circuit est limité principalement par la résistance série du bobinage en essai, le condensateur pouvant être pratiquement dépourvu de pertes. Si la tension fournie au circuit résonnant est E_r, le courant I_r, la réactance du condensateur X_c et la résistance série R, le courant est :

$$I_r = \frac{E_r}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$$

A la fréquence de résonance, $X_L = X_C$, d'où :

$$I_r = \frac{E_r}{R}$$

La tension aux bornes de C, à la résonance, est le produit $I_r X_c$, de sorte que :

$$E_C = \frac{E_r X_c}{R} = \frac{E_r X_L}{R} = E_r Q$$

D'où on tire :

$$Q = \frac{E_c}{E_r}$$

La tension E_r doit être fournie sous basse impédance, afin que sa valeur soit indépendante de l'accord du circuit de mesure. Si elle a une valeur fixe, il est possible de graduer le voltmètre directement en unités exprimant Q. On peut la contrôler en mesurant l'intensité I. On peut également mesurer la tension directement aux bornes de C avec un voltmètre à diode, ce qui rend inutile la mesure de I.

Une inductance peut être calculée à partir d'une fréquence connue et de la capacité nécessaire à la résonance, capacité que donne en lecture directe le cadran du condensateur variable étalonné. On ajoute ensuite le condensateur à mesurer en parallèle sur celui-ci, on réduit la capacité du condensateur étalonné pour retrouver la résonance. La valeur du condensateur inconnu est donnée par la différence entre les deux lectures. Les condensateurs de forte capacité peuvent être mesurés en les branchant en série avec le condensateur étalonné.

Lampemètre.

Un lampemètre est nécessaire lorsqu'on veut examiner l'état d'un tube à vide en dehors d'un appareil en fonctionnement et indépendamment des conditions particulières où il s'y trouve. Il existe deux types principaux de lampemètres, basés sur la mesure de l'émission cathodique et sur celle de la pente.

Une émission insuffisante est évidemment une cause de mauvais fonctionnement, et c'est là une donnée facile à mesurer. On place le tube dans des conditions déterminées, avec des valeurs de tension connues sur ses électrodes, et on mesure avec un milliampèremètre l'intensité du courant qui le traverse. Le courant à obtenir est déterminé en étalonnant l'appareil avec des tubes en bon état, et en fixant les tolérances admissibles, notamment le niveau minimum, en dessous duquel l'émission peut être considérée comme insuffisante.

Malheureusement, il peut se faire que dans certains emplois, un tube donne un résultat satisfaisant bien que dans d'autres emplois son émission soit trop faible; et, inversement, il arrive que dans d'autres conditions, un tube dont l'émission paraît normale donne néanmoins un mauvais résultat. Il en résulte qu'un lampemètre basé uniquement sur la mesure de l'émission cathodique ne donne que des indications assez grossières.

Comme la plupart du temps les tubes sont employés en amplification, et que celle-ci est déterminée principalement par la pente, c'est la mesure de cette donnée qui fournit l'indication la plus significative. On peut l'obtenir en appliquant aux électrodes des tensions de valeurs connues et en attaquant la grille au moyen d'un signal alternatif. Il en résulte dans le courant plaque une composante alternative dont on mesure l'intensité. Si le signal de grille est par exemple de 1 V, l'intensité en question, mesurée en milliampères, donne directement la valeur de la pente. Il suffit donc de disposer, dans le circuit de plaque, d'un appareil mesurant uniquement le courant alternatif.

Un appareil de ce type, convenablement étalonné au moyen d'un nombre de tubes assez important pour fixer les tolérances, permet une bonne estimation du rendement possible d'un tube quelconque.

CHAPITRE XVIII

CIRCUITS POUR V.H.F. ET MICRO-ONDES

Limitations des éléments classiques.

Les éléments ordinairement employés dans les circuits — résistances, bobinages, condensateurs — sont appliqués à des fréquences de fonctionnement très diverses. Quand il s'agit de fréquences très élevées, des effets particuliers, négligeables aux fréquences relativement basses, prennent une grande importance et réagissent fortement sur le comportement de l'élément considéré. Si l'on considère, par exemple, le cas d'un bobinage de type classique, d'inductance L et de réactance $X_L = 2 \pi f L$, proportionnelle à la fréquence, on est amené à tenir compte du fait que la capacité répartie entre les spires de l'enroulement équivaut à une capacité globale C_e placée à ses bornes (fig. 18-1). Cette capacité effective possède une réactance $X_C = 1/(2 \pi f C_e)$ inversement proportionnelle à la fréquence, négligeable aux

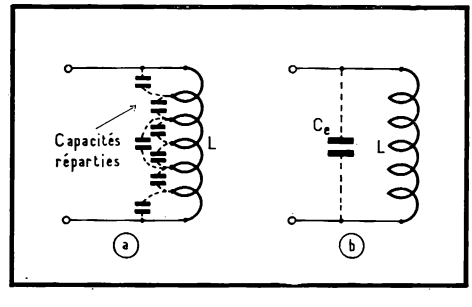


Fig. 18-1. — Effet de la capacité répartie.

fréquences basses parce qu'alors elle est très élevée et que son effet de shunt aux bornes de la réactance inductive du bobinage est minime. A une fréquence élevée, toutefois, il arrive que la réactance inductive augmente et que la réactance capacitive baisse suffisamment pour que ces deux facteurs deviennent égaux, de sorte que le bobinage se comporte comme un circuit parallèle résonnant sur sa capacité propre avec une impédance résistive. Pour une fréquence encore plus élevée, la réactance capacitive en shunt étant

inférieure à la réactance inductive, l'impédance globale est une réactance capacitive : autrement dit, le bobinage se comporte alors comme un condensateur.

De manière similaire, un condensateur, du fait de la longueur de ses fils de connexion, comporte une certaine inductance (fig. 18-2), et à des fréquences très élevées l'inductance des armatures elle-même cesse d'être négligeable, comme aux fréquences basses; de sorte que le condensateur se trouve en série avec cette inductance, et qu'il existe une fréquence à laquelle le circuit ainsi constitué entre en résonance. Au-delà de cette fréquence,

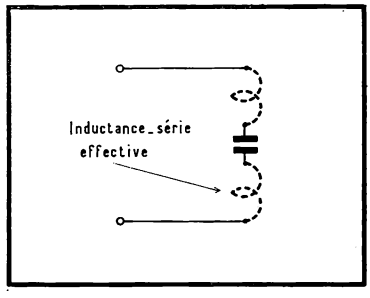


Fig. 18-2. — Un condensateur comporte une certaine inductance.

c'est la réactance inductive qui domine, et le condensateur se comporte comme une inductance. (En réalité, le phénomène se complique du fait qu'il existe en outre entre les connexions une capacité shunt dont il résulte que la réactance peut être inductive ou capacitive.)

Une résistance ordinaire a généralement une certaine inductance série, et une capacité parallèle avec une perte diélectrique, ce qui en fait aux très hautes fréquences un élément complexe dont l'impédance n'a parfois qu'un rapport lointain avec la valeur ohmique. Toutefois, il existe des modèles spéciaux pour V. H. F. qui, sur cette bande, gardent des valeurs assez constantes.

De ce qui vient d'être dit, il résulte que les éléments classiques L, R et C prennent, aux très hautes fréquences, des valeurs complexes sans guère de rapport avec celles qu'ils ont aux fréquences basses. Pour obtenir des valeurs de réactances utiles (par exemple de 100 à 1000 Ω pour un circuit accordé parallèle) et minimiser les effets décrits plus haut, il est nécessaire de réduire les dimensions des éléments à mesure que la fréquence croît. A la limite, un circuit accordé devient ce que représente la figure 18-3 — un condensateur court-circuité par ses connexions.

Lignes de transmission et guides d'ondes.

Aux très hautes fréquences où les circuits ordinaires deviennent d'emploi difficile, on commence à pouvoir faire appel à d'autres types de circuits, comme la ligne à fils parallèles, où les constantes sont réparties. Plus haut encore (micro-ondes et super-hautes fréquences), des éléments dérivés des guides d'ondes trouvent leur emploi, car leurs dimensions autorisent une construction pratique.

Bien que la fonction primitive des lignes et guides d'ondes soit de transporter de l'énergie d'un point à un autre, en V. H. F., U. H. F. et S. H. F., il est possible et commode d'en employer de courtes portions à faibles pertes comme circuits accordés. Afin de comprendre le mode de fonctionnement de ces circuits à constantes réparties, il est nécessaire d'étudier les relations de phases des tensions et des courants sous des valeurs variées de l'impédance de charge terminale.

Relations de phases du courant et de la tension le long d'une ligne.

La figure 18-4 *a* montre la phase relative de la tension le long d'une ligne terminée par son impédance caractéristique Z_0. Les positions de la flèche tournante indiquent cette phase (ou celle du courant) pour des points variés, à un instant déterminé. Avec la progression du temps, toutes les flèches tournent à l'inverse des aiguilles d'une montre, selon la fréquence f (périodes par seconde) ou la fréquence angulaire $2\pi f$ (radians par seconde). Mais leurs positions *relatives* demeurent inchangées, de sorte que cette figure exprime totalement le rapport entre longueur de ligne et tension. La valeur

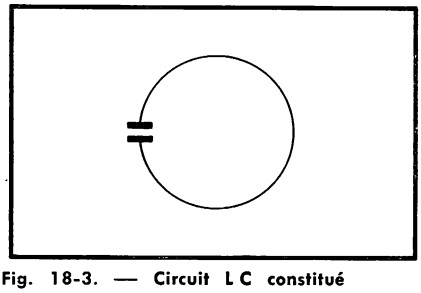


Fig. 18-3. — Circuit L C constitué par un condensateur court-circuité par ses connexions.

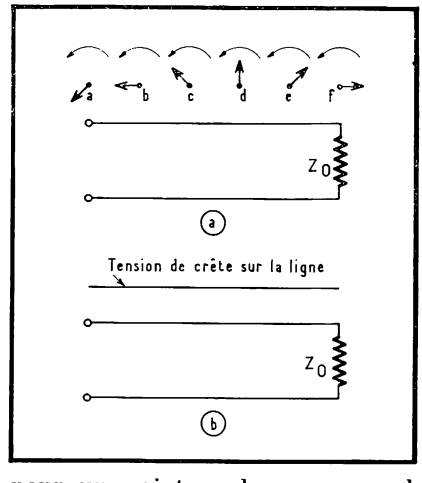


Fig. 18-4. — En a, phase relative de la tension le long d'une ligne ; en b, tension de pointe sur la ligne.

instantanée de la tension est donnée, pour un point quelconque, par la projection de la flèche sur l'axe vertical. Par exemple, au point *d* la tension passe par un maximum positif, tandis qu'en *b* et en *f* elle est nulle. Ensuite, ce sera le point *e* qui passera par un maximum, etc. On voit qu'avec la progression du temps, une onde sinusoïdale se déplace vers la droite le long de la ligne. La figure 18-4 *b* indique la tension de pointe (ou tension effective) sur la ligne, c'est-à-dire celle qu'indiquerait un voltmètre de crête branché entre les conducteurs. Du fait qu'on suppose que la ligne est à très faible perte et qu'elle est terminée par son impédance caractéristique, qui absorbe complètement l'onde incidente, le tracé représentant la tension effective est une droite, comme le montre la figure.

Cette figure pourrait aussi bien représenter la distribution du courant le long de la ligne. Du fait que l'impédance caractéristique d'une ligne à faible perte est une résistance pure, la tension et le courant de l'onde incidente sont en phase, de sorte que pour chaque point la flèche représentant le courant aura la même direction que celle qui représente la tension.

Si la ligne en question était terminée par une valeur d'impédance différente, la tension et le courant *incidents* le long de la ligne demeureraient les mêmes, car l'onde incidente ne peut « savoir » par aucun moyen comment se termine la ligne. Mais dans ce cas, une onde réfléchie se produira à l'extrémité, et reviendra en arrière vers le générateur. L'amplitude et la phase de cette onde réfléchie dépendent de la charge qui termine la ligne. Deux cas importants sont spécialement à examiner, celui d'une ligne court-circuitée, ou ouverte à son extrémité.

Quand la ligne est en court-circuit à l'extrémité (fig. 18-5), une onde

réfléchie se produit au point de court-circuit et revient vers le générateur. L'amplitude et la phase de cette onde doivent être telles que la tension soit nulle au point de court-circuit (ce qui est évident, car aucune tension ne peut exister aux bornes d'une impédance nulle). Cette condition implique que l'onde réfléchie soit d'amplitude égale et de phase opposée à l'onde incidente au point de réflexion. La figure 18-5 *c* montre la phase de l'onde réfléchie le long de la ligne. Pour l'onde réfléchie, la phase au point *e* est *en retard* sur celle au point *f*, parce qu'elle circule de droite à gauche. La tension totale à chaque point est la somme vectorielle des tensions de l'onde incidente et de l'onde réfléchie, comme le montre la figure 18-5 *e*. La longueur de la flèche représentant cette tension varie sinusoïdalement le long de la ligne. La répartition de la tension effective (telle qu'elle serait indiquée par un voltmètre) est représentée en figure 18-5 *f*. Les nœuds de tension (points où la tension est *constamment* nulle) sont en *b* et *f*. La phase relative de la tension *totale* reste *constante* le long de la ligne, à part l'inversion de phase (changement de signe) qui se produit aux points nodaux. Cela signifie que la tension totale atteint sa valeur de pointe au même instant à tous les points de la ligne. Tandis que les flèches (fig. 18-5 *e*) tournent avec le temps, la courbe de la tension instantanée le long de la ligne se dilate et se contracte alternativement, mais sans se déplacer, et les points de tension nulle restent fixés en *b* et *f*. C'est le phénomène typique des *ondes stationnaires* qui se produit sur une ligne ouverte ou court-circuitée.

En ce qui concerne le courant dans une ligne court-circuitée, l'onde incidente est également représentée par la figure 18-5 *a*. Néanmoins, à l'extrémité en court-circuit, l'onde de courant est complètement réfléchie *sans changement de phase,* de sorte que l'onde incidente et l'onde réfléchie sont, à ce point, égales et de même phase. Le courant réfléchi retournant au générateur est représenté en *g*. Quand il est additionné au courant de l'onde incidente à chaque point pour obtenir le courant total, on obtient les diagrammes *i* et *j*. En comparant ceux-ci à *e* et *f*, qui concernent la distribution de la tension totale, on voit deux différences :

1. Les points de tension nulle se situent au court-circuit et à des multiples de demi-onde de ce point (points *b* et *f*), tandis que les points de tension maximum sont à un quart d'onde (et 3/4, 5/4, etc.) du court-circuit. Quant à la distribution du courant, les maxima se situent au court-circuit et à des multiples de demi-onde de celui-ci, tandis que les points d'intensité nulle sont à des multiples impairs de quart d'onde du court-circuit. Par conséquent, un maximum de courant se produit à un nœud de tension, et vice versa.

2. Bien que les ondes incidentes de tension et de courant aient été supposées en phase (le même diagramme 18-5 *a* a été employé pour les deux), on voit que les flèches représentant la tension totale (fig. 18-5 *e*) et celles représentant le courant total (fig. 18-5 *i*) sont décalées de 90°. Cela signifie que la tension totale et le courant total sont déphasés l'un par rapport à l'autre de 90°. A l'instant où la tension totale le long de la ligne passe par un maximum, le courant total est nul partout, et vice versa. Ces relations de phase de 90° entre tension et courant sont celles qui existent dans les réactances inductives et capacitives ordinaires. Ce fait autorise l'emploi de sections de lignes de transmission ouvertes ou court-circuitées comme éléments réactifs.

Sections de lignes en éléments réactifs.

Si nous examinons les conditions existant au point *e* sur les diagrammes de la figure 18-5 en *e* et *i*, nous trouvons qu'à ce point (et à tous les autres

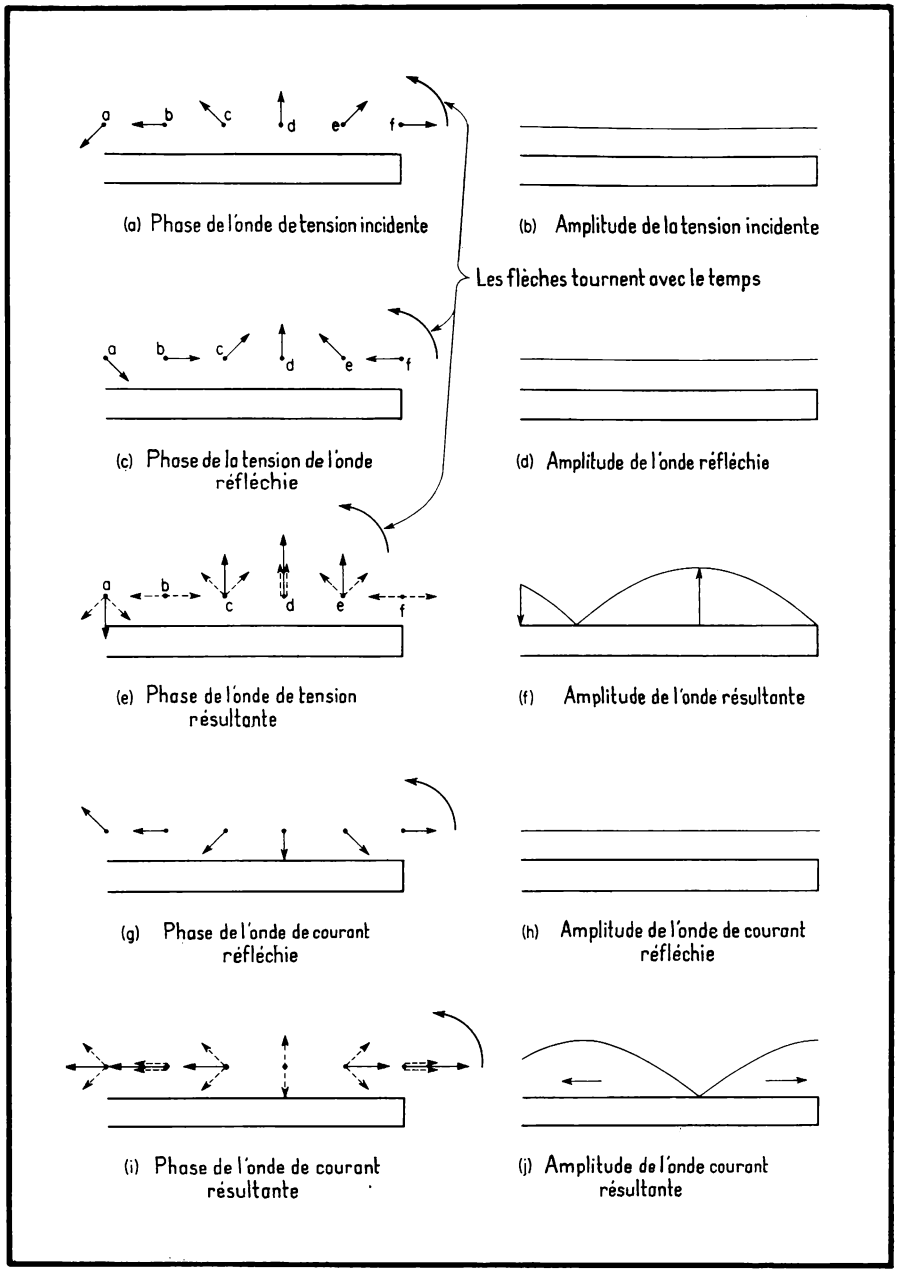


Fig. 18-5. — Rapports de phase de la tension et du courant sur une ligne court-circuitée.

situés entre *d* et *f*), la tension résultante est en avance de 90° sur le courant. Cela est vrai indépendamment de la manière dont la ligne est alimentée à l'entrée, ou de la longueur de ligne qui existe entre l'entrée et le point *e*. En particulier, si la ligne était coupée à ce point, et si on le prenait comme entrée, les relations de tension et de courant qui y existent seraient inchangées. Du fait que le courant à ce point est en retard de 90° sur la tension, l'impédance d'entrée de la section de ligne apparaîtrait comme une *réactance inductive*. Aux points situés à la droite de *e*, la tension totale est plus petite et le courant total plus grand; par conséquent la valeur de la réactance donnée par $X = V/I$ est moins grande. A gauche du point *e*, la tension est plus grande et le courant plus petit, donc la réactance est plus grande. Au point *f* la tension est nulle et le courant important, donc la réactance est nulle — résultat correct puisqu'il s'agit d'un court-circuit. Au point *d* la tension est importante et le courant est nul, d'où une réactance d'entrée effective infinie. Par conséquent, à ce point (à un quart d'onde du court-circuit), l'impédance d'entrée de la ligne apparaît comme un circuit ouvert. A gauche du nœud de courant *d*, on voit que le courant est *en avance* sur la tension. Ainsi, au point *c*, par exemple, l'impédance de la ligne apparaîtrait comme une réactance *capacitive*. Cette réactance varierait d'une valeur infinie en *d* à une valeur nulle en *b*.

La figure 18-6 résume ces résultats, qui donnent les réactances équivalentes de lignes en court-circuit. Dans le bas, on trouve les réactance équivalentes de lignes ouvertes. Ces dernières se comportent comme les lignes court-circuitées, à part qu'à l'extrémité ouverte le courant est inversé en phase (à une extrémité ouverte, le courant est forcément nul) et que l'onde de tension est réfléchie sans inversion de phase. Donc, les diagrammes de la figure 18-5 en *e* et *f* peuvent représenter la distribution du courant le long d'une ligne ouverte, tandis que pour cette même ligne, les diagrammes *i* et *j* représentent la distribution de la tension. A un quart d'onde de l'extrémité, c'est maintenant le courant qui est en avance sur la tension, de sorte que l'impédance d'entrée de courtes lignes ouvertes est une réactance capacitive, comme l'indique la figure 18-6. Pour les lignes ouvertes plus longues qu'un quart d'onde, mais inférieures à une demi-onde, l'impédance réactive d'entrée est inductive. A un quart d'onde de l'extrémité ouverte, la tension est nulle et le courant maximum. L'impédance d'entrée à ce point est nulle, c'est-à-dire qu'elle apparaît comme un court-circuit.

Il est très facile de calculer les réactances d'entrée de sections de lignes ouvertes ou fermées, ce qui augmente leur utilité comme éléments de circuits. Sur une ligne *court-circuitée*, la distribution de la tension est sinusoïdale le long de la ligne, et donnée par la formule :

$$V = V_{max} \sin \left(360 \frac{x}{\lambda}\right)$$

où x est la distance à partir du court-circuit. La quantité x/λ est cette distance mesurée en longueurs d'onde. La distribution du courant est également de forme sinusoïdale, mais le maximum de courant a lieu au court-circuit, où $x = 0$. Le courant à ce point est :

$$I = I_{max} \cos \left(360 \frac{x}{\lambda}\right).$$

Cette distribution est dite *cosinusoïdale*. Si la ligne court-circuitée a une longueur L, la tension et le courant à son entrée auront des valeurs données quand x sera égal à L, c'est-à-dire :

$$V_{in} = V_{max} \sin \left(360 \frac{L}{\gamma}\right),$$

$$I_{in} = I_{max} \cos \left(360 \frac{L}{\lambda}\right).$$

La réactance d'entrée de la ligne sera donnée par le rapport de la tension d'entrée et du courant d'entrée, c'est-à-dire par :

$$X_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_{max} \sin 360\ (L/\lambda)}{I_{max} \cos 360\ (L/\lambda)} = \frac{V_{max}}{I_{max}} \operatorname{tg} \left(360 \frac{L}{\lambda}\right).$$

Indépendamment de l'impédance terminale, le rapport de la tension maximum sur la ligne et du courant maximum est *toujours* égal à l'impédance caractéristique Z_0 (ces points de tension maximum et de courant maximum sont toujours écartés d'un quart d'onde). C'est-à-dire que :

$$\frac{V_{max}}{I_{max}} = Z_0$$

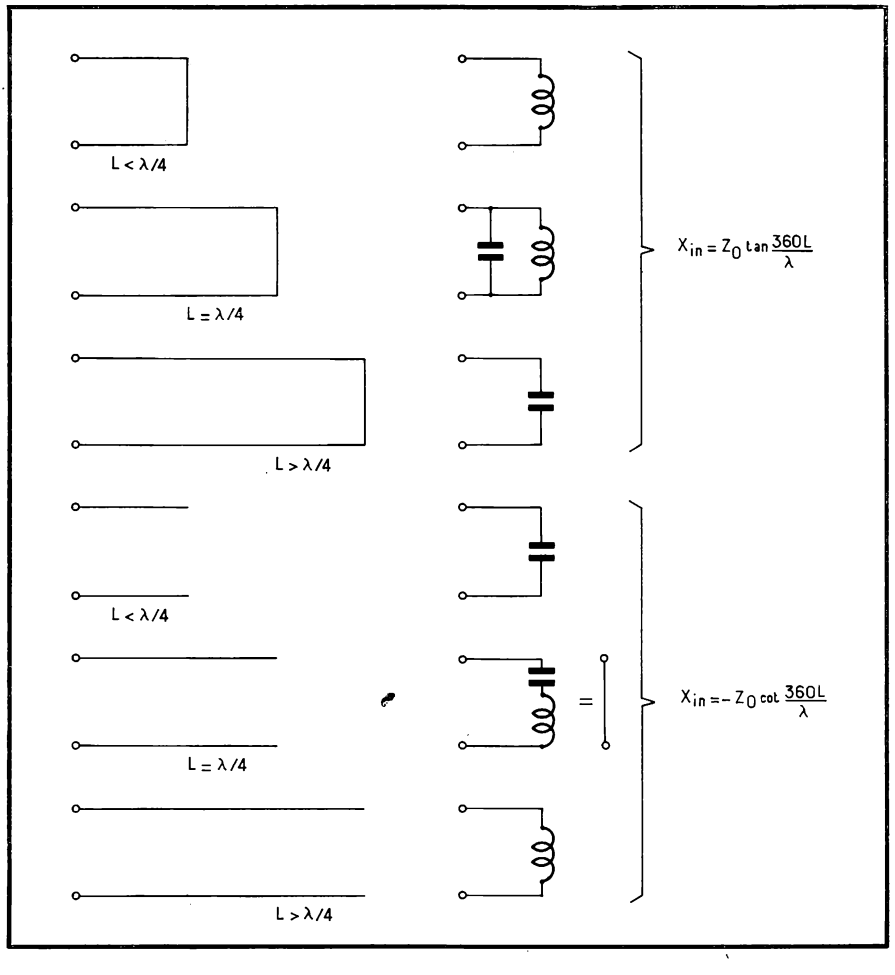


Fig. 18-6. — Réactances d'entrée équivalentes de lignes à faibles pertes ouvertes ou court-circuitées.

D'où pour la réactance d'entrée d'une ligne court-circuitée de longueur L :

$$X_{in} = Z_c \text{ tg } \left(360 \frac{L}{\lambda}\right).$$

On notera que pour des valeurs de L/λ inférieures à 0,25 (soit pour des longueurs de ligne de moins d'un quart d'onde) la tangente de l'angle est positive, et la réactance sera positive, c'est-à-dire inductive. Mais quand L/λ est supérieur à 0,25 mais inférieur à 0,5 (soit pour des longueurs de ligne comprises entre un quart d'onde et une demi-onde) la tangente de l'angle est négative et la réactance d'entrée de la ligne court-circuitée sera négative, c'est-à-dire capacitive.

Pour les lignes ouvertes, les distributions du courant et de la tension sont inversées par rapport au cas précédent. La distribution de la tension est cosinusoïdale avec la tension maximum en $x = 0$, et celle du courant est sinusoïdale avec le courant nul à l'extrémité ouverte, $x = 0$.

D'où pour les lignes ouvertes :

$$V = V_{max} \cos \left(360 \frac{x}{\lambda}\right),$$

$$I = I_{max} \sin \left(360 \frac{x}{\lambda}\right).$$

La réactance d'entrée d'une ligne ouverte de longueur L est :

$$X_{in} = -\frac{V_{max}}{I_{max}} \text{ cotg } \left(360 \frac{L}{\lambda}\right) = -Z_0 \text{ cotg } \left(360 \frac{L}{\lambda}\right).$$

Le signe moins est nécessité par le fait que pour les lignes ayant moins d'un quart d'onde de longueur ($L/\lambda < 0{,}25$) la réactance d'entrée est négative (capacitive). Mais pour $0{,}25 < L/\lambda < 0{,}5$, la cotangente de l'angle est négative, et par suite la réactance devient positive (inductive).

La figure 18-7 représente graphiquement les réactances d'entrée de lignes ouvertes et court-circuitées par rapport à leur longueur en quarts d'onde. Ce sont évidemment des courbes de fonctions tangentielles et cotangentielles. Dans les deux cas, la réactance a toujours une valeur égale à l'impédance caractéristique Z_0 quand la ligne est longue d'un huitième d'onde (ou 3/8, 5/8, etc).

Sens d'écoulement de l'énergie.

Si l'on se demande pourquoi, à un court-circuit, l'onde de tension est réfléchie avec une inversion de phase alors que l'onde de courant est réfléchie sans inversion, et vice versa pour une ligne ouverte, on peut répondre à cette question en considérant dans quel sens circule l'énergie ou la puissance. L'onde incidente est associée à une certaine quantité d'énergie (ce dont on discutera plus loin en détail); et du fait qu'aucune énergie ne peut être absorbée dans un court-circuit, cette énergie incidente doit être renvoyée le long de la ligne vers le générateur. Au court-circuit la phase de la tension doit être inversée, parce que la tension de l'onde incidente ajoutée à celle de l'onde réfléchie doivent former un total nul. Du fait qu'à la réflexion l'onde de tension subit une inversion de phase, l'onde de courant doit être réfléchie sans inversion de phase, car pour inverser le sens de circulation de la puissance, il faut inverser le signe de la tension *ou* celui du courant, *mais non les deux*. Cela peut être montré par un exemple simple, celui de la puissance débitée par une batterie à courant continu.

En *a*, figure 18-8, la batterie débite de la puissance dans la charge. On a adopté le sens conventionnel du courant positif sortant par la borne positive.

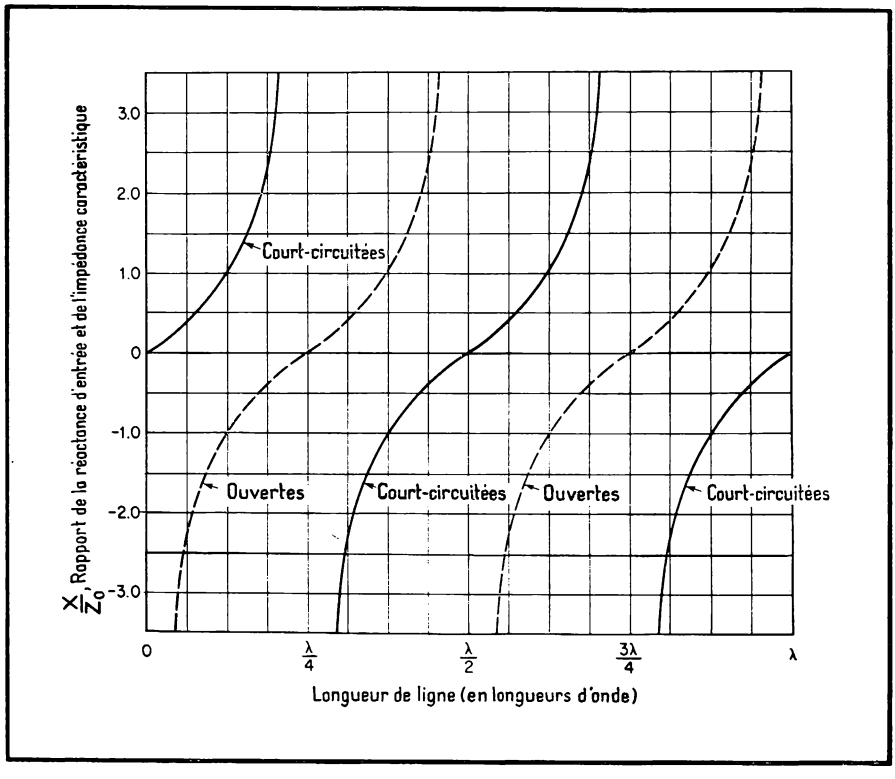


Fig. 18-7. — Réactance d'entrée des lignes court-circuitées et ouvertes.

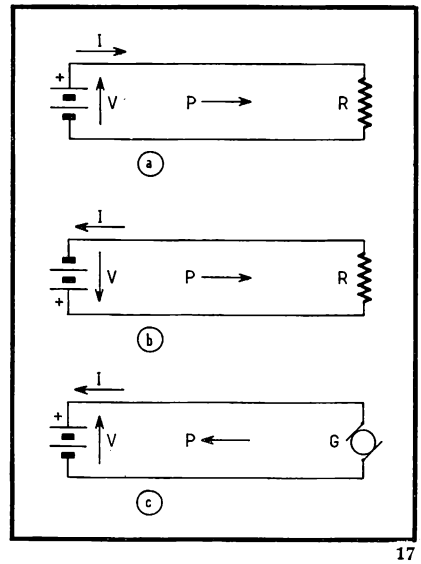


Fig. 18-8. — L'inversion de la circulation d'une puissance P requiert celle de V ou I (mais non les deux).

Dans ce cas, la puissance sortant de la batterie se dirige vers la charge située à droite. En *b*, on a inversé la polarité de la batterie, de sorte que la ligne d'en haut est maintenant négative par rapport à celle d'en bas, mais la direction du courant est inversée elle aussi, et bien entendu la puissance circule toujours de gauche à droite vers la charge. En *c*, on a repris la polarité *a*, mais le courant est inversé. Cela a été obtenu en remplaçant la résistance de charge R par un générateur G (une dynamo) qui produit à circuit ouvert une tension continue légèrement supérieure à celle de la batterie. La puissance maintenant circule donc de droite à gauche, c'est-à-dire que la dynamo charge la batterie. Si à présent on débraye le moteur actionnant la dynamo, celle-ci va tendre à ralentir, et la tension qu'elle produit va tendre à baisser, et à devenir inférieure à celle de la batterie. La direction du courant va s'inverser par rapport à ce qui est indiqué en *c*, la polarité de la tension demeurant inchangée, et la puissance va circuler de gauche à droite. La batterie va faire tourner la dynamo, devenue moteur. On voit par là que pour inverser la direction selon laquelle circule la puissance, il faut inverser le signe de la tension ou du courant, mais non les deux.

Ligne résonnante quart d'onde.

Une section de ligne d'un quart d'onde de long fermée à un bout et ouverte à l'autre a quelques propriétés intéressantes et utiles. Elle constitue un circuit résonnant ayant la distribution de tension et de courant représentée figure 18-9 *a*. Elle peut se comparer au circuit classique figure 18-9 *b*,

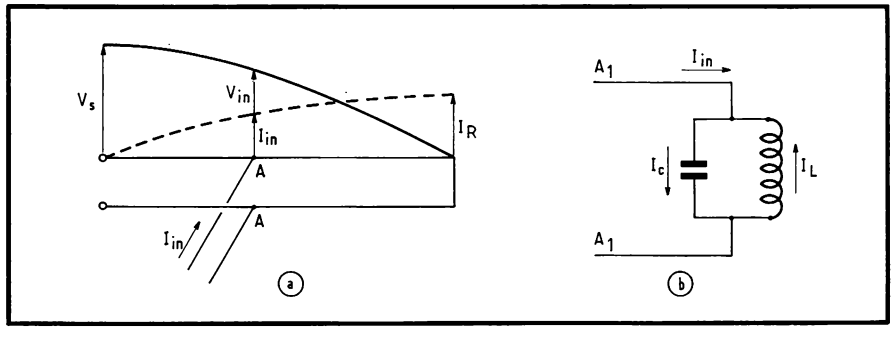


Fig. 18-9. — Circuit résonnant constitué d'une ligne λ/4 court-circuitée (a), et son équivalent en éléments groupés (b).

où l'énergie est accumulée alternativement dans le bobinage et le condensateur. La tension est déphasée de 90° par rapport au courant, c'est-à-dire qu'au moment où elle passe par un maximum aux bornes du bobinage ou du condensateur, le courant dans le bobinage est nul, et un quart de cycle plus tard, quand le courant est maximum, la tension est nulle. A la résonance, le maximum d'énergie électrique (accumulée dans le condensateur) et le maximum d'énergie magnétique (accumulée dans la bobine) sont égaux. Durant une période de courant alternatif, l'énergie est alternativement transférée du champ électrique du condensateur au champ magnétique de la bobine, et vice versa. La seule puissance qui doit être prélevée sur une source extérieure pour entretenir l'oscillation est celle qui est dissipée dans la composante résistive (ohmique) du circuit.

Cela signifie que même pour qu'une grande intensité traverse le circuit, le courant fourni aux bornes A_1 A_1 ne doit avoir qu'une très faible intensité.

Il est d'autant plus faible que la résistance du circuit est moindre (et il serait nul pour un circuit parfait, théoriquement dépourvu de toute résistance).

Dans la ligne résonnante (fig. 18-9 *a*), le courant et la tension sont également déphasés de 90°. Le courant d'entrée I_{in} appliqué aux bornes AA, situées à n'importe quel point le long de la ligne, sera très petit par rapport au courant I_R circulant à l'extrémité court-circuitée. De même que précédemment, pour le cas théorique de pertes résistives nulles, ce courant d'entrée (et par suite la puissance d'entrée) serait nul.

Les deux circuits résonnants de la figure 18-9 peuvent être employés comme transformateurs élévateurs ou abaisseurs, avec les branchements indiqués figure 18-10. En *b*, la tension appliquée en AA peut être abaissée à une valeur inférieure recueillie en BB, ou, inversement, une tension V_{BB} peut être élevée à une valeur supérieure prélevée en AA. De manière similaire (fig. 18-10 *a*), une tension d'entrée V_{AA} peut être abaissée à une valeur V_{BB}, ou, inversement, une tension V_{BB} peut être élevée à une valeur V_{AA}. Pour que

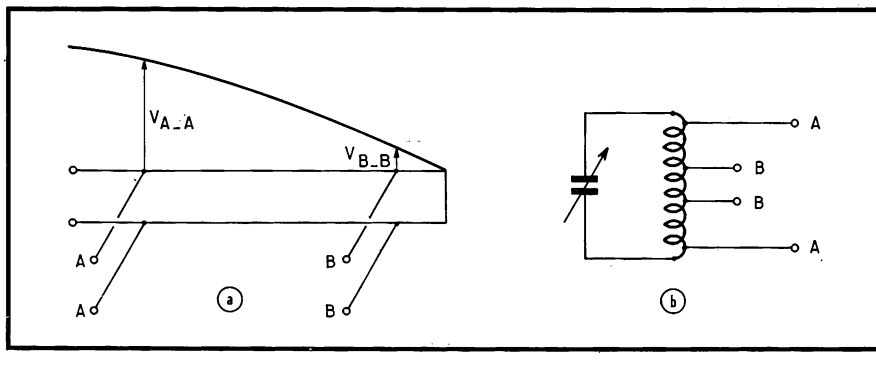


Fig. 18-10. — En a, ligne de transmission ; en b, circuit résonnant à éléments groupés, employés comme transformateurs de tension.

le processus s'effectue correctement, il faut que les courants entrant ou sortant aux bornes AA et BB soient faibles par rapport au courant traversant les circuits. Cela signifie que les charges et les générateurs doivent être d'impédance élevée par rapport à la réactance de la portion de circuit aux bornes de laquelle ils sont branchés. Si ce n'est pas le cas, le circuit sera désaccordé et devra être réglé pour être ramené à la résonance. En *b*, cela nécessitera une retouche au condensateur X_C. En *a*, il faudra modifier la longueur de la ligne, qui ne sera plus exactement d'un quart d'onde. Ce désaccord pourra être important si les charges branchées ne sont pas purement résistives, mais comportent une certaine réactance.

Dans les deux types de circuits, la composante résistive propre est généralement de très faible valeur, et dans beaucoup de cas peut être tenue pour négligeable, c'est-à-dire considérée comme pratiquement nulle. Cette approximation est admissible tant que le résultat requis ne dépend pas directement de la valeur de la résistance. Plusieurs cas vont être examinés ci-après. Sur la figure 18-9 *b*, si une tension V est appliquée aux bornes A_1 A_1, le courant dans le condensateur sera $I_C = V/X_C$ et, à très peu près, sera égal au courant $I_L = V/X_L$ dans le bobinage, indépendamment, en première approximation, de la résistance du circuit. Néanmoins, le courant *d'entrée* I_{in} dépendra directement de cette résistance. Cela peut se comprendre en consi-

dérant l'énergie dissipée dans le circuit. En supposant que la résistance du circuit soit celle du bobinage, la perte d'énergie r_L sera :

$$I_L^2 r_L = \frac{V^2 r_L}{X_L^2}$$

La perte de puissance doit être prélevée sur la puissance d'entrée. Du fait qu'à la résonance le courant d'entrée est en phase avec la tension d'entrée, la puissance d'entrée est $V I_{in}$. De ces deux relations, on tire que :

$$I_{in} = \frac{V r_L}{X_L^2} = \frac{V}{X_L^2/r_L} = \frac{V}{R_{in}}$$

de sorte que la résistance d'entrée effective est :

$$R_{in} = \frac{X_L^2}{r_L}$$

Quand la résistance r_L du bobinage est très petite, la résistance d'entrée R_{in} est très grande, et approche de l'infini quand r_L tend vers zéro, de sorte que le courant d'entrée tend vers zéro quand r_L tend à être nulle.

De manière similaire, dans le circuit figure 18-9 *a*, si on considère les bornes AA comme entrée, la tension d'entrée sera :

$$V_{in} = V_S$$

Le courant I_R dans le court-circuit (à un quart d'onde de V_S) sera :

$$I_R = \frac{V_S}{Z_0}$$

et ce courant sera indépendant de la résistance de la ligne. Néanmoins, le courant *d'entrée* dépendra directement de cette résistance. Pour le cas théorique d'une ligne de résistance nulle, le courant d'entrée est nul. Pour le cas pratique où la ligne offre une certaine résistance, de la puissance sera dissipée par le courant qui la traverse. Quand la perte totale I^2r répartie sur la ligne est ramenée à la puissance d'entrée $V_S I_{in}$, le courant d'entrée est :

$$I_{in} = \frac{V_S}{2 Z_0^2/(r l)}$$

où r est la résistance de la ligne par mètre de longueur (pour les deux conducteurs) et l la longueur de la ligne en mètres. D'où une résistance d'entrée effective pour la ligne quart d'onde court-circuitée :

$$R_{in} = \frac{2 Z_0^2}{r l} = \frac{8 Z_0^2}{r \lambda}$$

Pour une ligne quart d'onde théorique sans pertes ($r = 0$) la résistance d'entrée R_{in} est infinie. Pour une ligne réelle où r a une certaine valeur, ordinairement très petite, la résistance d'entrée est très élevée. La valeur de r par unité de longueur de ligne peut, pour une ligne à fils parallèles en cuivre, être tirée de la formule :

$$r = \frac{8{,}31 \times 10^{-8}\sqrt{f}}{a} \text{ ohms/mètre,}$$

où f est la fréquence en périodes/seconde et a le rayon du conducteur en mètres. Pour les lignes coaxiales, la formule correspondante est :

$$r = 4{,}16 \times 10^{-8}\sqrt{f}\left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b}\right)$$

où a est le rayon du conducteur interne et b le rayon du conducteur externe.

Dans les circuits figure 18-9, la source de tension est branchée en par-

rallèle sur la ligne ou le circuit équivalent, eux-mêmes étant des circuits résonnants parallèles, à haute impédance. Les figures 18-11 *a* et *b* représentent l'autre mode, le branchement en série, et les résultats qu'il produit diffèrent considérablement de ceux du montage précédent. Sur la figure 18-11 *b*, à la résonance la réactance du bobinage est égale et opposée à celle du condensateur, et l'intensité du courant est limitée par la résistance série du circuit. C'est-à-dire que le courant est :

$$I = \frac{V}{r_L}$$

où r_L est la résistance du bobinage (supposée la seule existante). Pour de petites valeurs de r_L, le courant, à la résonance, peut avoir une très grande intensité. Mais en réalité, même pour $r_L = 0$, il est limité au courant maxi-

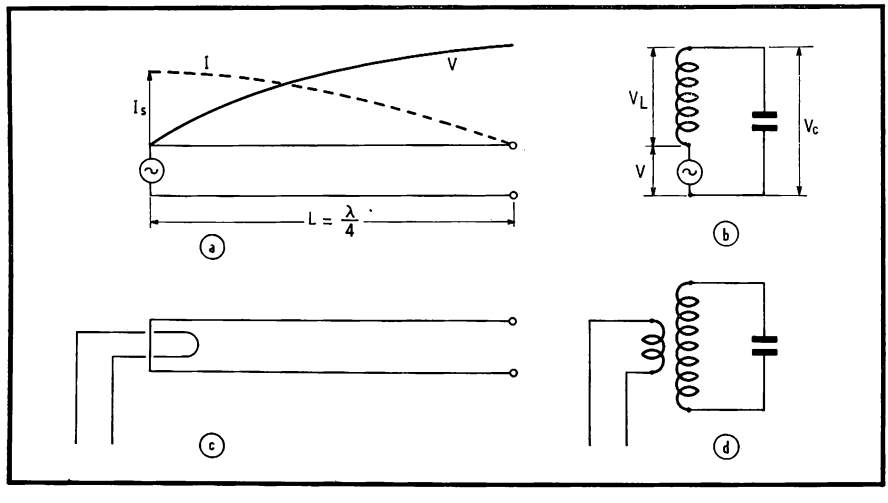


Fig. 18-11. — Circuits résonnants série.

mum que le générateur peut débiter en court-circuit, c'est-à-dire par sa résistance interne aussi bien que par la tension qu'il peut fournir en circuit ouvert. La tension aux bornes du bobinage sera :

$$V_C = V_L = I X_L = V \frac{X_L}{r_L} = Q V.$$

La tension appliquée est de la sorte apparemment multipliée par Q, et comme d'habitude $Q = X_L/r_L$, c'est-à-dire le facteur de qualité du bobinage, en supposant négligeable la résistance du condensateur.

Dans le circuit figure 18-11 *a*, si la résistance par unité de longueur de ligne était nulle, la puissance d'entrée nécessaire $I^2 R_{in}$ le serait aussi, de même que la résistance d'entrée. Mais pour une ligne réelle ayant une petite résistance *r* par unité de longueur, la résistance d'entrée de la ligne peut être trouvée comme ci-dessus en égalant la puissance d'entrée à la puissance dissipée. D'où, dans ce cas :

$$R_{in} = \frac{r\,l}{2}.$$

C'est une petite résistance, égale exactement à la moitié de la résistance série totale de la ligne. Le courant d'entrée sera alors :

$$I_S = \frac{V_S}{R_{in}}$$

et la tension de sortie V_R sera Z_0 fois ce courant, soit :

$$V_R = I_S Z_0 = V_S \frac{Z_0}{R_{in}} = V_S \frac{2 Z_0}{r l} = \frac{8 Z_0}{R \lambda} V_S.$$

Pour une ligne à faible perte, la résistance série par unité de longueur r est petite, et le courant d'entrée ainsi que la tension V_R peuvent être très importants. A la limite, pour une ligne sans pertes, le courant d'entrée serait le courant de court-circuit du générateur, et la tension de sortie V_R serait Z_0 fois ce courant.

En *c* et *d*, la figure 18-11 représente des circuits d'usage pratique courant, qui sont les équivalents respectifs des circuits *a* et *b* de la même figure, car l'enroulement primaire de couplage induit effectivement une tension en série dans la ligne résonnante ou le circuit résonnant équivalent.

Ligne quart d'onde comme adaptateur d'impédance.

Une ligne quart d'onde peut servir de transformateur pour adapter deux impédances l'une à l'autre. La figure 18-12 montre (en *a* et *b*) les distributions de la tension et du courant sur une section quart d'onde terminée, en *a* par

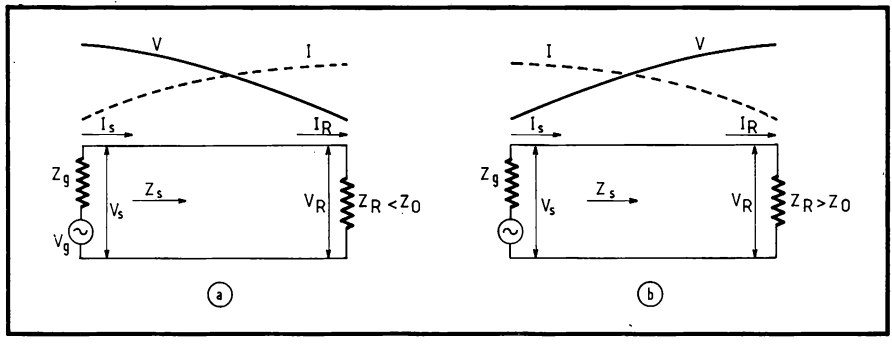


Fig. 18-12. — Distribution de la tension et du courant dans une ligne quart d'onde terminée par une résistance inférieure à Z_0 (a), et par une résistance supérieure (b).

une résistance inférieure à Z_0, et en *b* par une résistance supérieure à Z_0. La forme de ces courbes est indépendante de l'impédance Z_g du générateur, et dépend seulement des amplitudes relatives de l'onde initiale et de l'onde réfléchie. Quant aux propriétés adaptatrices, elles se déterminent comme suit : le rapport de la tension de sortie V_R au courant de sortie I_R est égal à l'impédance terminale Z_R. Soit :

$$Z_R = \frac{V_R}{I_R}.$$

L'impédance initiale, c'est-à-dire celle que l'on « voit » du point pris comme entrée, est :

$$Z_S = \frac{V_S}{I_S}.$$

Les tensions et courants à des points distants d'un quart d'onde sont toujours en rapport avec l'impédance caractéristique de la ligne, c'est-à-dire que :

$$V_S = I_R Z_0 \quad \text{et} \quad V_R = I_S Z_0.$$

En combinant ces relations, on trouve :

$$Z_S = \frac{V_S}{I_S} = \frac{I_R Z_0}{I_S} = \frac{I_R Z_0^2}{V_R} = \frac{Z_0^2}{Z_R}.$$

De la sorte, l'impédance d'entrée d'une ligne quart d'onde est égale au carré de son impédance caractéristique divisé par son impédance terminale. On dit qu'une ligne quart d'onde constitue un *inverseur d'impédance*. Autrement dit, si Z_R est petite, Z_S sera grande, et vice versa. Si Z_R est inductive, Z_S sera capacitive, et vice versa. En particulier, si Z_R est nulle (en court-circuit) l'impédance d'entrée d'une ligne quart d'onde sans perte sera infinie (circuit ouvert). Inversement, l'impédance d'entrée d'un quart d'onde ouvert sans perte ($Z_R = \infty$) serait nulle (égale à un court-circuit).

Exemples d'adaptations au moyen de lignes quart d'onde.

Des sections de lignes quart d'onde sont souvent employées pour adapter l'une à l'autre deux lignes ayant des impédances caractéristiques différentes. Ce problème d'adaptation est illustré par la figure 18-13, où l'on voit une ligne d'impédance Z_2 adaptée à une ligne d'impédance Z_1. En supposant que

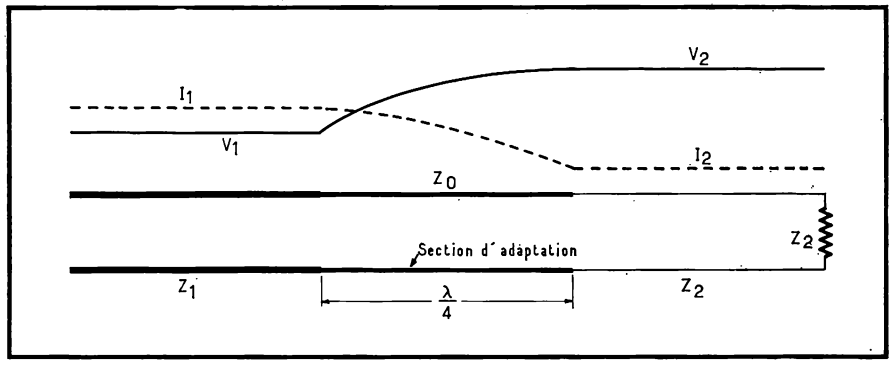


Fig. 18-13. — Section de ligne λ/4 employée pour adapter deux lignes d'impédances différentes.

la ligne 2 soit terminée par son impédance caractéristique Z_2, son impédance d'entrée sera également Z_2, et cette valeur sera l'impédance terminale de la section quart d'onde d'adaptation. L'impédance d'entrée de celle-ci sera alors :

$$Z_S = \frac{Z_0^2}{Z_2}.$$

Le problème consiste à choisir la valeur de Z_0 telle que Z_S soit égale à l'impédance caractéristique Z_1 de la ligne 1. Cette valeur est donnée par :

$$Z_1 = \frac{Z_0^2}{Z_2} \quad \text{ou} \quad Z_0 = \sqrt{Z_1 Z_2}.$$

On voit que la ligne quart d'onde doit avoir une impédance caractéristique égale à la *moyenne géométrique* des deux impédances à adapter. Si par

exemple Z_1 est égale à 100 Ω et Z_2 à 400 Ω, l'impédance requise pour le quart d'onde sera 200 Ω.

On emploie souvent une section quart d'onde pour adapter une antenne à sa descente, comme le montre la figure 18-14. Si l'antenne a par exemple une impédance résistive $Z_a = 70$ Ω, et qu'elle doive être reliée à une ligne d'impédance caractéristique $Z_{01} = 70$ Ω, et qu'elle doive être reliée à une ligne avoir une impédance caractéristique :

$$Z_0 = \sqrt{300 \times 70} = 148 \ \Omega.$$

Des sections quart d'onde peuvent également servir à déterminer les différentes valeurs de courants distribués à diverses antennes ou charges quelconques. Ce procédé est illustré par la figure 18-15, où l'on voit deux antennes alimentées par un branchement commun *a-a* à travers deux sections

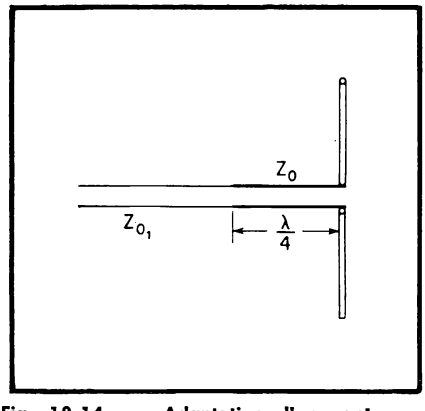


Fig. 18-14. — Adaptation d'une antenne par ligne quart d'onde.

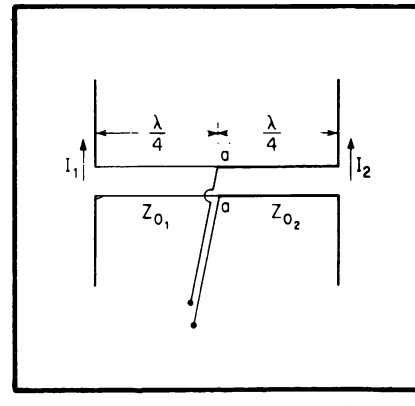


Fig. 18-15. — Deux antennes alimentées par un branchement commun a-a à travers deux sections quart d'onde.

quart d'onde. Du fait que le courant dans une ligne est donné par la tension, en un point distant d'un quart d'onde, divisée par l'impédance caractéristique de cette ligne, les courants d'antennes seront :

$$I_1 = \frac{V_{a-a}}{Z_{01}} \quad \text{et} \quad I_2 = \frac{V_{a-a}}{Z_{02}}.$$

Comme les sections quart d'onde sont alimentées en commun par la tension V_{a-a}, le rapport des deux courants sera :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{Z_{02}}{Z_{01}}.$$

Ces courants seront en proportion inverse des impédances caractéristiques des sections quart d'onde qui les interconnectent. Ce résultat est indépendant des impédances propres des antennes, qui ne sont pas forcément égales l'une à l'autre.

Section demi-onde.

Une portion de ligne d'une demi-onde a également des propriétés intéressantes et utiles. Indépendamment de la valeur de la charge terminale, deux points distants d'une demi-onde sur une ligne sans pertes sont à des tensions égales. (Cela implique, évidemment, qu'il n'y ait aucune charge branchée sur

la ligne entre ces points.) Les intensités de courant à deux points distants d'une demi-onde sont elles aussi toujours égales. De la sorte, une section demi-onde de ligne sans pertes est comparable à un transformateur de rapport 1/1 parfait, où la tension d'entrée est toujours égale à la tension de sortie (ou tension sur la charge), et le courant d'entrée toujours égal au courant de sortie (ou courant de charge). En outre, les courants d'entrée et de sortie sont déphasés de 180°, de sorte qu'une ligne demi-onde est un

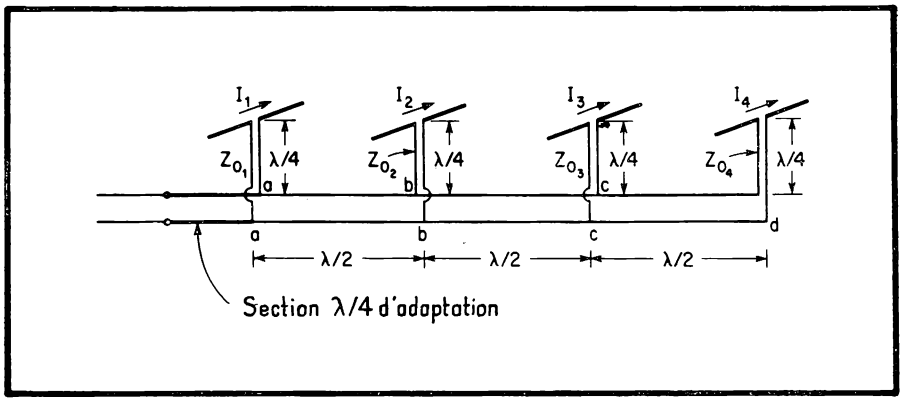


Fig. 18-16. — Alimentation de plusieurs éléments d'antenne avec des rapports de courants déterminés.

inverseur de phase. Du fait de l'égalité de la tension (et du courant) d'entrée et de la tension (et du courant) de sortie, les impédances d'entrée et de sortie sont toujours égales, comme on peut le supposer d'un transformateur 1/1.

La figure 18-16 illustre l'emploi de sections demi-onde et quart d'onde pour alimenter un groupe d'antennes avec un rapport de courants déterminé. Comme les antennes sont alimentées à travers des sections quart d'onde, leurs courants respectifs dépendent des impédances caractéristiques de ces sections et des tensions à leurs entrées. Soit :

$$I_1 = \frac{V_{a-a}}{Z_{01}} \qquad I_2 = \frac{V_{b-b}}{Z_{02}} \qquad I_3 = \frac{V_{c-c}}{Z_{03}} \qquad I_4 = \frac{V_{d-d}}{Z_{04}}$$

Toutefois, les points *c-c* et *d-d* sont joints par une section demi-onde, et par conséquent doivent être à la même tension, mais en opposition de phase (de même que *a-a* et *b-b*), de sorte que toutes les sections quart d'onde sont alimentées en tensions égales. Il s'ensuit que les courants d'antennes seront en proportion inverse des impédances des quarts d'ondes qui les alimentent, et que, dans des limites raisonnables, ceux-ci peuvent être établis avec les rapports que l'on veut. Si l'on désire que les courants dans toutes les antennes soient en phase, il faut inverser les connexions alternativement le long de la ligne, comme le montre la figure 18-16.

Supposons, par exemple, que l'on veuille fournir aux antennes 1 et 4 des courants de 1 ampère, et aux antennes 2 et 3 des courants de 2 ampères. Dans ce cas, $Z_{01} = Z_{04} = 2\ Z_{02} = 2\ Z_{03}$. Les impédances caractéristiques en question devront être choisies de manière qu'il en résulte des impédances d'entrée raisonnables. Par exemple, si l'on admet que les antennes aient chacune une impédance résistive de 75 Ω, on pourrait adopter pour les valeurs de Z_0 :

$$Z_{01} = Z_{04} = 300\ \Omega;\ Z_{02} = Z_{03} = 150\ \Omega.$$

Les impédances d'entrée des quarts d'onde sont alors 1200, 300, 300 et 1200 Ω respectivement. Ces charges apparaîtront sur la ligne principale comme le montre la figure 18-17. Comme elles sont à des points distants de multiples d'une demi-onde, on trouvera à leurs bornes la même tension, et elles seront effectivement en parallèle.

L'impédance d'entrée globale en *a-a* est par suite égale à 120 Ω. Notons que les antennes centrales recevront chacune quatre fois la puissance délivrée aux antennes extrêmes. En supposant que l'ensemble soit alimenté par une ligne à 500 Ω, la valeur nécessaire pour le quart d'onde d'adaptation sera :

$$Z_0 \text{ (section quart d'onde)} = \sqrt{120 \times 500} = 245 \ \Omega.$$

Adaptation par courtes longueurs de lignes ("stubs").

Il existe, pour adapter les impédances en V. H. F. et U. H. F., un autre procédé, illustré par la figure 18-18. Sur cette figure, nous voyons, en *a*, une ligne terminée par une impédance de charge R_L que l'on désire adapter à l'impédance caractéristique Z_0. La courbe de tension tracée indique que la charge est inférieure à Z_0, parce que la tension, au point où se trouve la charge, est faible. Il en résulte qu'à un point situé à un quart d'onde de la charge, la résistance d'entrée sera supérieure à Z_0. Par conséquent, à un certain point intermédiaire, à une distance *l* de la charge, la résistance sera égale à Z_0. Mais à ce point existera une certaine réactance, en parallèle avec la résistance. Or, si l'on élimine cette réactance par résonance, au moyen d'un bout de ligne S (stub) de longueur variable, placé à la distance *l*, l'impédance à ce point sera purement résistive et de valeur égale à Z_0. Par conséquent, la ligne sera à ce point correctement adaptée, et l'onde station-

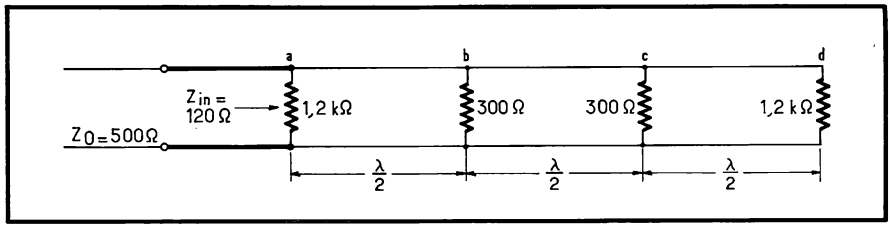


Fig. 18-17. — Valeurs effectives du schéma de la figure 18-16 pour les types de lignes discutées dans le texte.

naire de tension, à gauche de S, sera conforme au tracé en trait interrompu. Deux réglages sont nécessaires pour y parvenir, savoir celui de la longueur *l* et celui de la longueur de S. Deux réglages sont toujours nécessaires pour une adaptation d'impédance, parce qu'il faut adapter une amplitude et une phase, ou une réactance et une résistance.

La figure 18-18 *b* montre une autre méthode possible pour l'adaptation d'une charge à une ligne. On emploie deux portions de ligne ajustables à des points fixes l_1 et l_2 sur la ligne, et l'adaptation est obtenue en réglant S_1 et S_2. Ce procédé est avantageux dans le cas d'une ligne coaxiale (*c*) où il serait difficile de régler les longueurs de ligne l_1 et l_2. Il permet d'adapter deux impédances quelconques dans une plage de valeurs donnée dépendant du choix de l_2. Pour ajuster deux impédances absolument quelconques, on emploie parfois trois « stubs ».

Guides d'ondes employés comme circuits en micro-ondes.

On vient de voir qu'en plus de leur rôle de conducteurs d'énergie, des lignes parallèles ou coaxiales de courtes longueurs pouvaient être employées comme circuits accordés ou dispositifs d'adaptation d'impédances. La plage de fréquences où de tels circuits sont pratiquement utilisables s'étend de 30 à 3000 MHz environ, c'est-à-dire dans les bandes V. H. F. et S. H. F. En

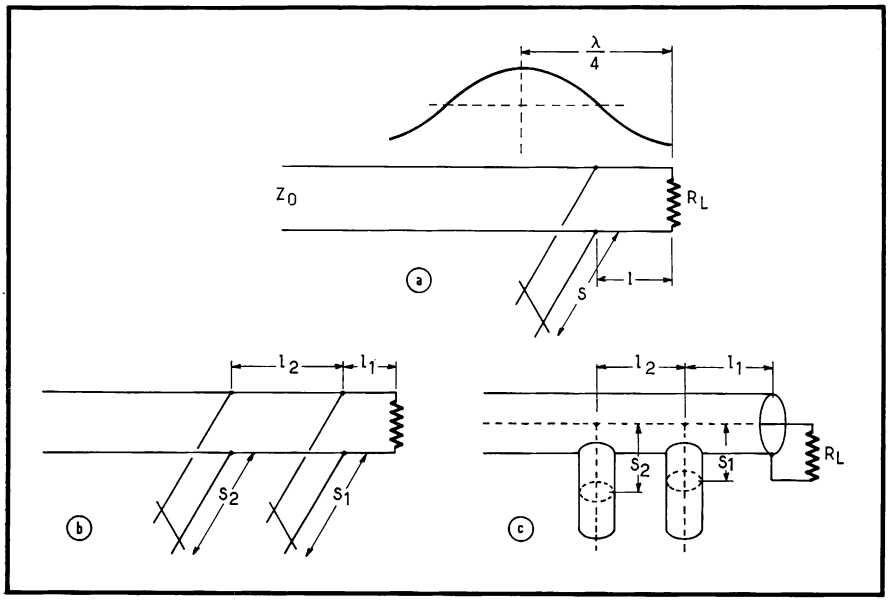


Fig. 18-18. — Adaptation par lignes court-circuitées ou « stubs ».

dessous de 30 MHz, une ligne quart d'onde ou demi-onde devient trop encombrante, et au-dessus de 3000 MHz il devient difficile d'établir des sections de lignes dont la largeur ou le diamètre soit petit par rapport à la longueur d'onde, comme il est nécessaire dans une ligne ordinaire étant donné le mode de propagation en jeu. Dans le chapitre IX, il a été question de guides d'ondes comme conducteurs d'énergie H. F. dans la plage de fréquences de 1000 à 30 000 MHz. Dans cette même plage, des sections de guides d'ondes peuvent jouer à peu de chose près les rôles des sections de lignes précédemment décrites.

En dépit de cette similitude, quelques différences sont à noter; en particulier, il faut définir à quoi se rapportent, ici, les notions de tension et de courant. Dans une ligne parallèle ou coaxiale, en effet, il existe deux conducteurs dans lesquels circulent des courants égaux et de sens opposés, et l'intensité à un point quelconque de la ligne est une notion clairement définie : c'est celle qu'indiquerait un ampèremètre H. F. inséré dans une coupure pratiquée sur l'un des conducteurs. Et, de même, la tension est celle qu'indiquerait un voltmètre placé entre les conducteurs. Cependant, en pratique, ces indications de tension et d'intensité sont obtenues de coupleurs mono ou bi-polaires et de boucles connectés à un redresseur à cristal alimentant un microampèremètre; par conséquent, ce qu'on mesure, c'est la valeur

d'un champ électrique, pour la tension, ou magnétique, pour l'intensité, auxquelles ces champs sont proportionnels. Pour des guides d'ondes à un seul conducteur, affectant les formes représentées figure 9-15, les concepts ordinaires de tension et d'intensité ne sont plus applicables, mais il reste possible de mesurer les champs existant à l'intérieur des guides comme dans le cas des lignes. Les sondes employées à cette fin sont représentées figure 18-32, et leur usage sera défini plus loin. Dans le cas des lignes, on peut considérer soit la tension et l'intensité, soit les champs électrique et magnétique, tandis que dans un guide, ce sont les champs seuls que l'on peut pratiquement considérer. Alors que l'impédance à un point quelconque d'une ligne peut être définie soit par le rapport de la tension et de l'intensité, soit par celui de E et H, c'est cette dernière expression seule qui convient au guide, et qui définit son *impédance d'onde.*

Une seconde différence apparaît quant à la mesure de la longueur d'onde correspondant à une fréquence donnée. Pour une ligne à diélectrique air, la longueur d'onde mesurée le long de la ligne est toujours donnée à très peu près par la formule :

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{C}{f}$$

où $C = 3 \times 10^8$ m/*s* est la vélocité de la lumière dans un espace libre. (Pour une ligne à diélectrique solide, la vélocité v et la longueur d'onde λ sont

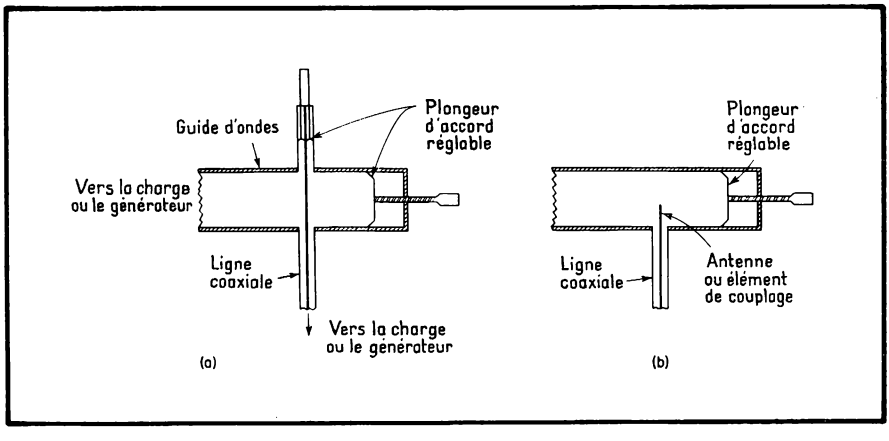


Fig. 18-19. — Adaptation d'une ligne coaxiale à un guide d'ondes.

toutes deux réduites en raison du coefficient $1/\sqrt{\varepsilon_r}$, où ε_r est la constante diélectrique de l'isolant solide par rapport à celle de l'air. Pour les guides d'ondes, la longueur d'onde et la vélocité dépendent des dimensions transversales du guide. Elles sont en rapport comme l'exprime la formule :

$$\lambda_g = \frac{v_g}{f}$$

où λ_g est la longueur d'onde dans le guide, et v_g la vélocité de l'onde dans le guide. Ces deux quantités sont supérieures aux valeurs correspondantes dans une ligne ou dans l'espace. La longueur d'onde du guide peut être calculée par la formule :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\lambda^2 + \lambda_c^2}}$$

dans laquelle λ est la « longueur d'onde dans l'espace » (ou encore celle que l'on mesurerait sur une ligne à diélectrique air) donnée par la formule ordinaire $\lambda = c/f$. La quantité λ_c est dite *longueur d'onde de coupure* du guide. Elle dépend de ses dimensions transversales et du mode de propagation. Pour le guide rectangulaire (fig. 9-15 *a*) et le mode de propagation $TE_{1,0}$, la longueur d'onde de coupure est exactement double de la largeur du guide. Soit :

$$\lambda_c = 2a$$

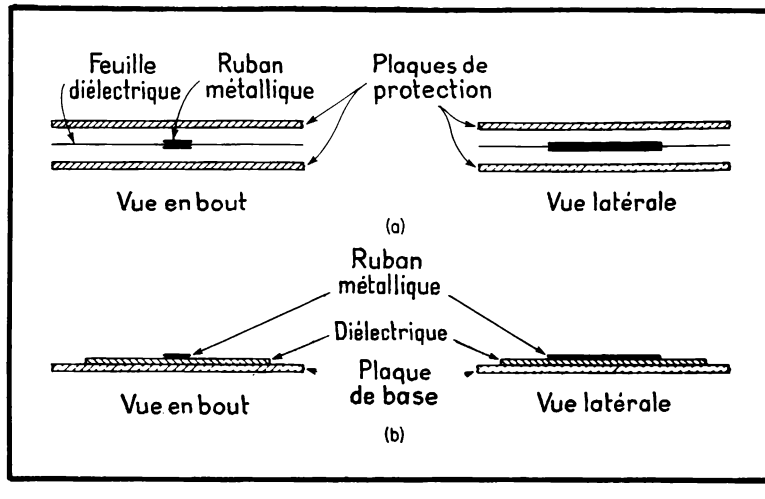


Fig. 18-20. — Lignes « imprimées » ou en rubans.

Quand on a à l'esprit ces deux différences, on constate que le fonctionnement du circuit micro-ondes est très similaire à celui des lignes. Un exemple simple de combinaison de tels circuits est donné par la figure 18-19. En *a*, on voit un procédé d'adaptation d'une ligne coaxiale à un guide. Le réglage des plongeurs mobiles de court-circuit sur la ligne et le guide permet l'adaptation des impédances. Un autre procédé est représenté en *b*. Dans ce cas, la longueur du prolongement du conducteur interne du câble coaxial à l'intérieur du guide est préréglée de manière à obtenir le taux de couplage correct (ce prolongement agissant comme une antenne rayonnant dans le guide) et le plongeur du guide est ajusté pour annuler la réactance par résonance.

Circuits micro-ondes imprimés.

Les lignes coaxiales et les guides d'onde sont des éléments coûteux qui ne se prêtent guère à la grande série. Mais il existe un système qui permet de construire à peu de frais des éléments pour micro-ondes, sous la forme de lignes « imprimées » ou en rubans. La figure 18-20 en montre deux variantes. La première, en *a*, est constituée d'un conducteur plat supporté par une mince feuille de diélectrique à mi-distance entre deux plaques conductrices. C'est un ensemble comparable à une ligne coaxiale où le conducteur central

serait un ruban et où le conducteur externe serait déployé pour former deux portions plates. Du fait que les champs électrique et magnétique sont concentrés autour du ruban central, le fait que le conducteur externe soit divisé en deux n'importe pratiquement pas. En outre, il est possible de disposer plusieurs rubans entre les plaques, avec une faible interaction pour autant qu'ils soient séparés par une distance plusieurs fois égale à la largeur du ruban ou à l'écart entre les plaques. Le ruban peut être estampé à la machine ou même imprimé sur la feuille isolante, ordinairement en téflon. En pratique, on emploie souvent deux rubans face à face sur le diélectrique. Dans ces conditions, une très faible portion du flux électrique pénètre le diélectrique et par suite les pertes diélectriques sont très faibles.

La seconde variante (« microstrip ») est représentée en *b*. Dans ce cas, le ruban conducteur est séparé d'une plaque de masse unique par une feuille diélectrique convenable. Du fait de la présence de l'image électrique du ruban dans la plaque de masse, ce système opère comme une ligne à fils parallèles constituée de deux rubans plats séparés par une distance 2 *h*, où *h* est la hauteur du ruban au-dessus de la plaque. Si cette distance est petite, le champ est comme précédemment concentré autour du ruban, et l'interaction de plusieurs rubans sur la même plaque de masse sera minime. Néanmoins, comme dans le cas des lignes à fils parallèles, il existe un risque de rayonnement d'énergie électromagnétique dans le cas de raccordement et de coudes brusques.

Les deux procédés décrits se prêtent remarquablement à la technique des circuits imprimés, et il est actuellement possible d'imprimer de cette manière un circuit complet pour micro-ondes, et même tout un appareil, par exemple un récepteur.

Générateurs d'U. H. F. et micro-ondes.

Au-dessous de 100 MHz environ, les générateurs d'énergie à haute fréquence sont presque toujours des oscillateurs à lampes de types classiques. Au-dessus de 100 MHz, et jusqu'aux environs de 1000 MHz, et même jusqu'à 3000 MHz dans certains cas, on se sert encore de tubes analogues, mais dans des montages assez particuliers. Au-delà des fréquences de 1000 à 3000 MHz — la frontière dépend des puissances demandées — on emploie des générateurs de types tout à fait différents. Afin de comprendre la nécessité et les modes de fonctionnement de ces dispositifs particuliers, il faut examiner d'abord les limitations inhérentes aux tubes et montages classiques.

Dans la première partie de ce chapitre, on a étudié les limites d'emploi des circuits classiques à constantes groupées, et la possibilité de faire usage de sections de lignes pour les remplacer. La figure 18-21 représente un montage d'oscillateur à lignes résonnantes. Ce type de montage peut être employé jusqu'en S. H. F. Néanmoins, une autre limitation se présente, qu'il n'est pas si facile de surmonter, c'est celle que cause *le temps de transit* des électrons dans le fonctionnement du tube à vide. Pour passer de la cathode à l'anode, en effet, un électron met un temps très court, mais néanmoins appréciable. Sa valeur exacte dépend de la construction des électrodes et des tensions qu'on y applique; il peut être de l'ordre de 0,001 à 0,01 μs pour les tubes ordinaires. Aux fréquences basses, et aux fréquences porteuses courantes, un tel temps est négligeable. En V. H. F. et U. H. F., il devient du même ordre qu'une fraction appréciable d'une période d'oscillation. Il en résulte que pour une fréquence assez élevée, les électrons attirés de la cathode n'ont pas le temps d'atteindre la plaque avant que le renversement d'alternance s'opère, de sorte que le mode de fonctionnement ordinaire du

tube devient impossible. (En réalité, le fonctionnement cessera déjà pour une fréquence notablement plus basse, pour des raisons assez complexes.) Les difficultés causées par le temps de transit peuvent être diminuées en réduisant l'écart entre électrodes, et, par suite, le temps qu'il faut aux électrons pour le franchir. Un exemple de tube conçu pour des fréquences assez élevées est la « lampe phare » (fig. 18-22). Dans ce modèle, les électrodes sont plates et très rapprochées, et ces éléments et leurs sorties sont disposés de manière à faire partie d'un circuit résonnant en double ligne coaxiale, dont on voit

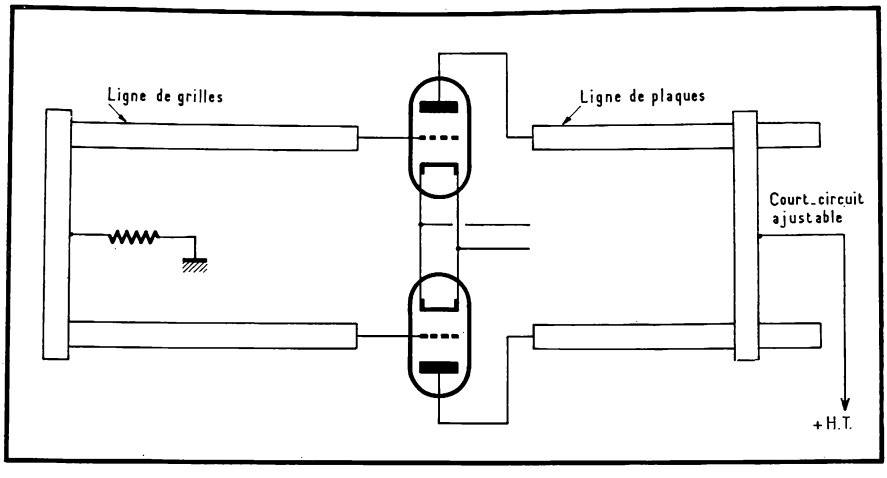


Fig. 18-21. — Oscillateur push-pull à ligne de Lecher.

l'agencement en *b*. Ces lignes sont accordées au moyen de plongeurs de court-circuit mobiles. Avec un petit tube de ce modèle, on peut disposer de 1 W à environ 1000 MHz. Il existe d'autres modèles analogues conçus pour fournir de petites puissances jusqu'à environ 3000 MHz.

Quand de grandes puissances sont nécessaires, et au-delà de 1000 MHz environ, on emploie des types de tubes très spéciaux nommés *klystrons* et *magnétrons*. Le schéma figure 18-23 explique le mode de fonctionnement d'un modèle particulier pour U. H. F. nommé klystron à double cavité. Un faisceau d'électrons émis par une cathode K est attiré vers le collecteur C par un potentiel continu élevé. Dans leur trajet, les électrons rencontrent les ouvertures de deux cavités résonnantes dites de groupement et de captation. Une cavité résonnante est une enceinte métallique pourvue d'une ouverture étroite entre les bords de laquelle peut être créée une tension. Cette cavité résonne à certaines fréquences d'ondes électromagnétiques, comme un résonateur à cavité à une onde sonore. Pour la plus basse fréquence de résonance, la cavité peut être comparée en gros à une inductance accordée par la capacité existant entre les bords de l'ouverture. Un tel circuit résonnant a de très faibles pertes, et par conséquent un Q élevé, de sorte qu'une petite puissance y crée des courants de grande intensité (sur les parois internes de la cavité), et qu'une tension élevée apparaît entre les bords de l'ouverture.

Pour reprendre l'explication du fonctionnement, supposons provisoirement qu'une tension à haute fréquence existe entre les bords de l'ouverture de la cavité de groupement. Il en résultera que le faisceau électronique subira, à son passage, une modulation de vitesse.

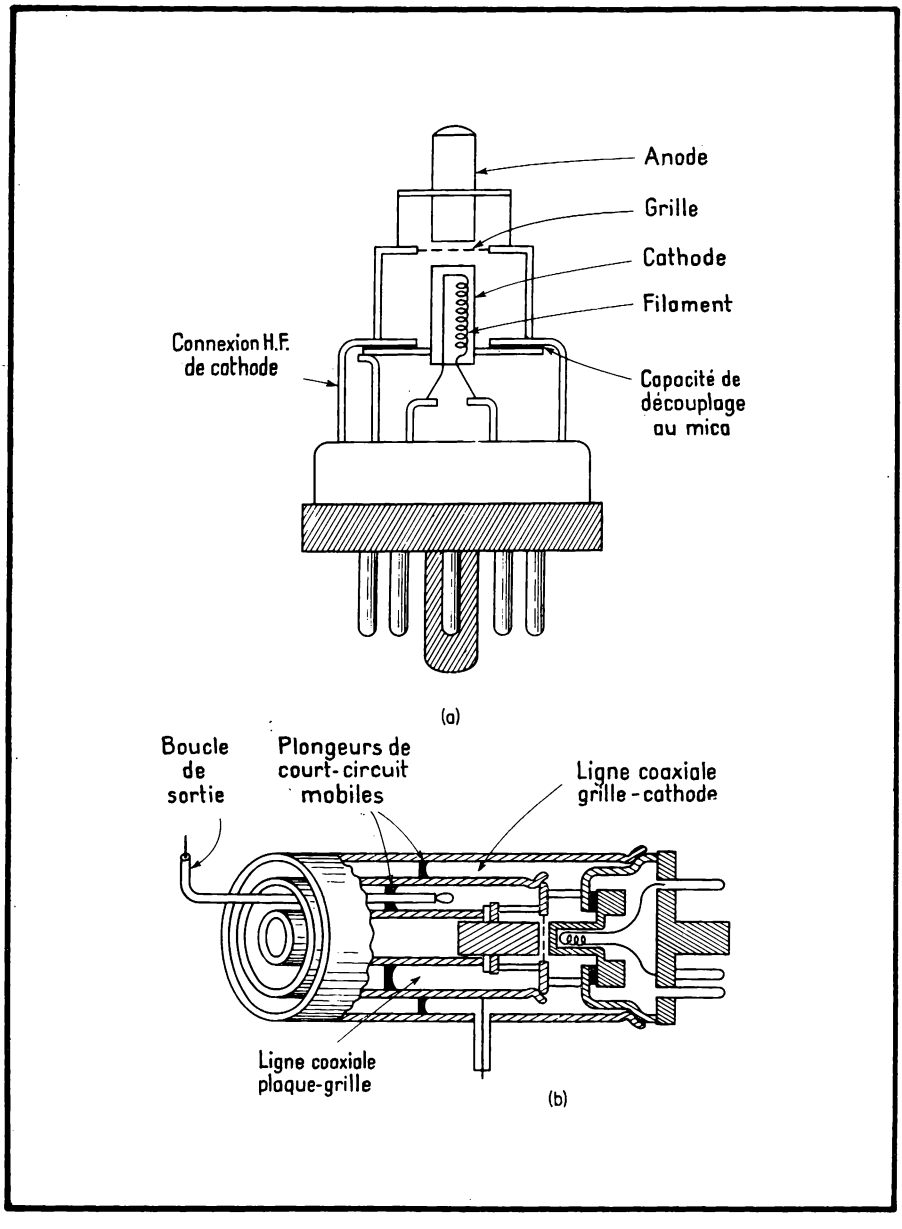


Fig. 18-22. — Lampe « phare » et son insertion dans un circuit d'accord coaxial double.

Les électrons qui passent devant la fente annulaire de la cavité pendant l'alternance positive de la tension, c'est-à-dire quand le potentiel croît de gauche à droite sur la figure, seront accélérés, tandis que ceux qui la franchissent pendant l'alternance négative (potentiel décroissant) seront ralentis.

Quand le faisceau électronique sort de la première fente, il traverse l'espace de transit compris entre les deux résonateurs. Et là, ils tendent à se rassembler par groupes, parce que ceux qui ont été accélérés rattrapent ceux qui ont été ralentis. En ajustant le potentiel continu entre cathode et grille d'accélération, il est possible d'obtenir que les électrons soient groupés au moment où ils traversent la fente de captation (celle de la seconde cavité). Ce faisant, ils induiront dans celle-ci une tension alternative, dont la fré-

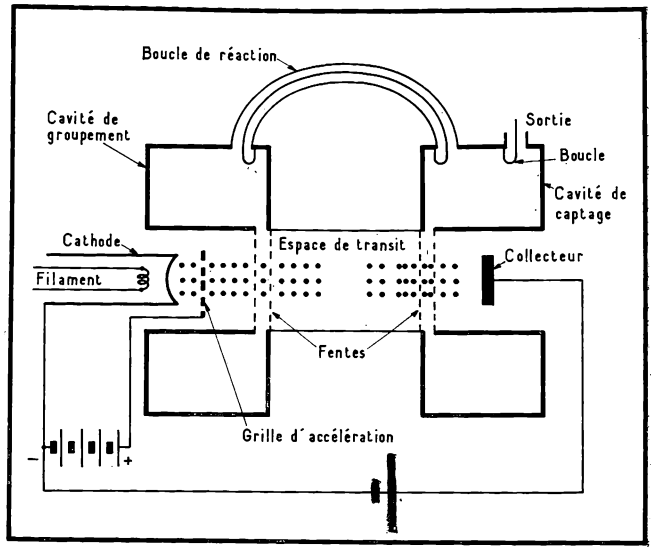


Fig. 18 - 23. — Fonctionnement du klystron à deux cavités.

quence sera la même que celle de la fente de groupement (de la première cavité). Si la seconde cavité résonne précisément sur cette fréquence, les courants à l'intérieur de la cavité et la tension entre les bords de son ouverture peuvent avoir des valeurs élevées. Au moyen d'une boucle de couplage introduite dans la cavité, il est possible de capter une partie de cette énergie à haute fréquence, pour alimenter une charge (par exemple une antenne). Cette énergie, accumulée dans la cavité, doit naturellement être prélevée sur le courant électronique, qui lui-même prélève la sienne sur la source continue d'alimentation. Le processus par lequel s'effectue ce prélèvement sur le courant électronique est très simple. Les électrons qui franchissent la fente de captation quand la tension est dans le sens accélérateur acquièrent une plus grande vitesse, et l'énergie qui leur est appliquée provient de la cavité. Ceux qui la franchissent quand la tension est retardatrice ralentissent, et par suite abandonnent à la cavité une partie de leur énergie. Si l'on s'arrange pour que les groupes d'électrons franchissent la fente précisément à ce moment où la tension les fait ralentir, et que les électrons peu nombreux entre les groupes la franchissent quand la tension est dans le sens accélérateur, le prélèvement d'énergie sur la cavité sera moindre que l'énergie qui lui est apportée. Cet excédent pourra être rayonné ou employé à une fin quelconque. Une petite portion, dans l'oscillateur représenté, est envoyée à la cavité de groupement par la boucle de réaction, pour provoquer son excitation. L'énergie nécessaire à cette dernière est de beaucoup inférieure à celle que la seconde cavité recueille, du fait que les électrons traversant la première fente ne sont pas

encore groupés, et que théoriquement, puisque les électrons accélérés et les électrons ralentis sont égaux en nombre, il ne faut aucune énergie pour moduler le faisceau. Pratiquement, néanmoins, il faut compenser les pertes résistives qui se produisent dans la première cavité. La puissance d'entrée étant inférieure à la puissance de sortie, le système est un amplificateur. Branché, comme sur la figure 18-23, de manière à fournir sa propre puissance d'entrée, c'est un oscillateur.

Les dispositifs fonctionnant selon ce principe sont des générateurs *à modulation de vitesse*. Le défaut du klystron à deux cavités est la nécessité d'accorder ces cavités sur la même fréquence de résonance. Ce défaut n'existe pas dans le *klystron réflex,* qui fait usage de la même cavité pour le grou-

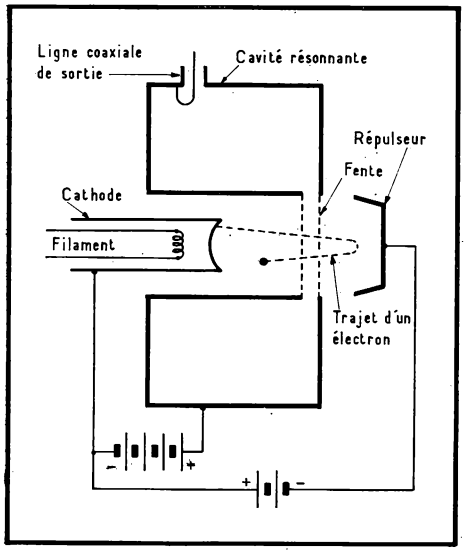


Fig. 18-24. — Fonctionnement du klystron reflex.

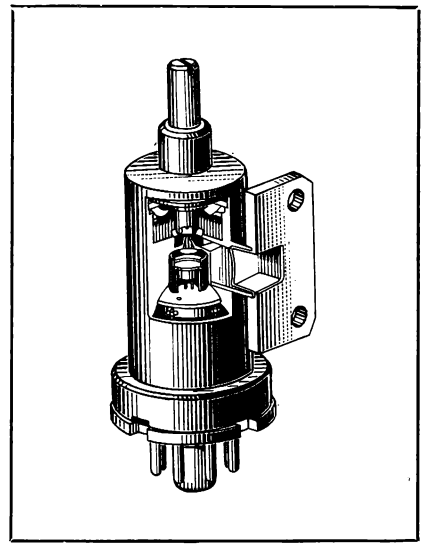


Fig. 18-25. — Coupe d'un klystron reflex.

pement et la captation (fig. 18-24). Dans celui-ci, le faisceau d'électrons, après avoir franchi la fente annulaire de la cavité résonnante, est renvoyé en arrière par une électrode de répulsion, qui est à un potentiel un peu inférieur à celui de la cathode. Le faisceau réfléchi est groupé, et les groupes d'électrons délivrent de l'énergie à la cavité. La figure 18-25 représente un klystron-réflex de type commercial.

Le terme de *magnétron* s'applique à un type de générateur U. H. F. qui fait usage du mouvement d'un faisceau électronique dans des champs magnétique et électrique croisés. Un électron placé dans un champ *électrique* E subit une force E*e*, où *e* est la valeur de la charge de l'électron. Comme celle-ci est négative, la force est de sens opposé à la direction du champ électrique, et en l'absence d'autres forces, l'électron suivra un trajet rectiligne dans la direction de la force. D'autre part, un électron circulant avec une vitesse *v* dans un champ *magnétique* d'intensité B subit une force B*ev* perpendiculaire à sa trajectoire. Dans ce cas, et en l'absence d'autres forces, l'électron décrira une trajectoire circulaire dont le rayon est proportionnel à *v* et inversement

proportionnel à B. Quand un électron se déplace dans des champs magnétique et électrique perpendiculaires l'un à l'autre, la trajectoire résultante est une combinaison de courbes (fig. 18-26) connue sous le nom de *cycloïde*. Une telle trajectoire est celle que décrit un point de la périphérie d'une roue progressant sur une surface plane. La fréquence de rotation (ou l'oscillation de l'électron) est proportionnelle à l'intensité du champ magnétique.

La figure 18-27 montre de quelle manière un tel trajet électronique peut être appliqué à la production d'oscillations. Les électrons émis par une zone de charge d'espace à proximité d'une cathode K et parcourant des trajets du type représenté dans les champs électrique et magnétique croisés sont contraints de se déplacer à proximité de fentes ménagées dans l'électrode positive. A ces fentes sont reliées des cavités résonnantes accordées sur la fréquence de l'oscillation des électrons. La charge électronique oscillante passant devant une fente y induit une tension à haute fréquence, et un courant circule dans la paroi de la cavité. Le champ électrique induit correspondrait à peu près aux lignes de force tracées sur la figure. Si, comme il est indiqué, les champs des cavités consécutives sont opposés, et si le potentiel continu et la valeur du champ magnétique sont convenablement choisis, de manière à rendre les trajets cycloïdaux de longueur double à l'écart entre fentes, il est évident que l'électron, franchissant une fente dont le champ est retardateur, franchira toutes les fentes successives quand elles seront dans cette même condition, car la fréquence de variation des champs électriques à haute fréquence et celle des oscillations de l'électron sont égales. De la sorte, cet électron-type, plongé dans un champ freinant son déplacement à chaque fente devant laquelle il passe, abandonne à chacune une partie de son énergie, qui passe dans le circuit H. F. extérieur, et contribue à la pro-

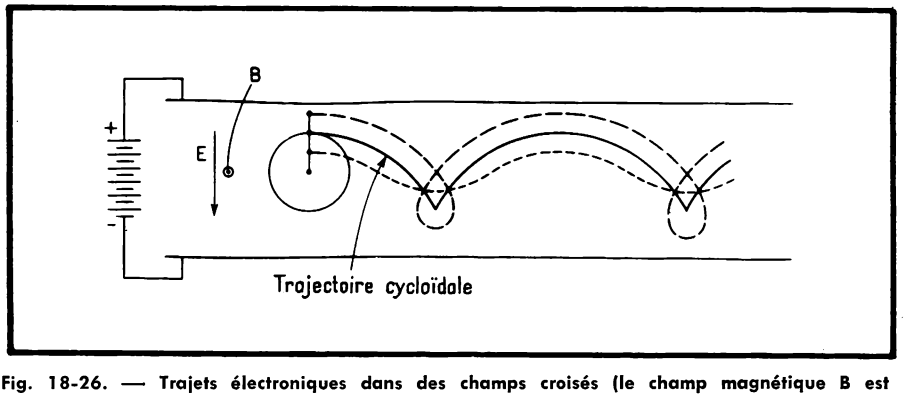


Fig. 18-26. — Trajets électroniques dans des champs croisés (le champ magnétique B est perpendiculaire à la page de ce livre).

duction d'oscillations. La trajectoire utile est analogue à celle tracée en 1, figure 18-27. Evidemment, il y aura aussi, en moyenne, autant d'électrons, émis de la zone de charge d'espace, qui ne seront pas dans la condition de phase utile, en ce sens qu'ils franchiront une fente quand son champ sera accélérateur, avec pour résultat une soustraction d'énergie au circuit extérieur. Mais on peut démontrer que ces électrons improductifs auront tendance à suivre la trajectoire 2, c'est-à-dire qu'ils seront renvoyés à la charge d'espace et, par conséquent, écartés de la zone des champs H. F. Du fait qu'ainsi les électrons utiles seront en plus grand nombre, il y aura transfert d'énergie du nuage d'électrons au circuit H. F., d'où résultera la production d'oscillations. La raison des deux trajets représentés est la suivante : le

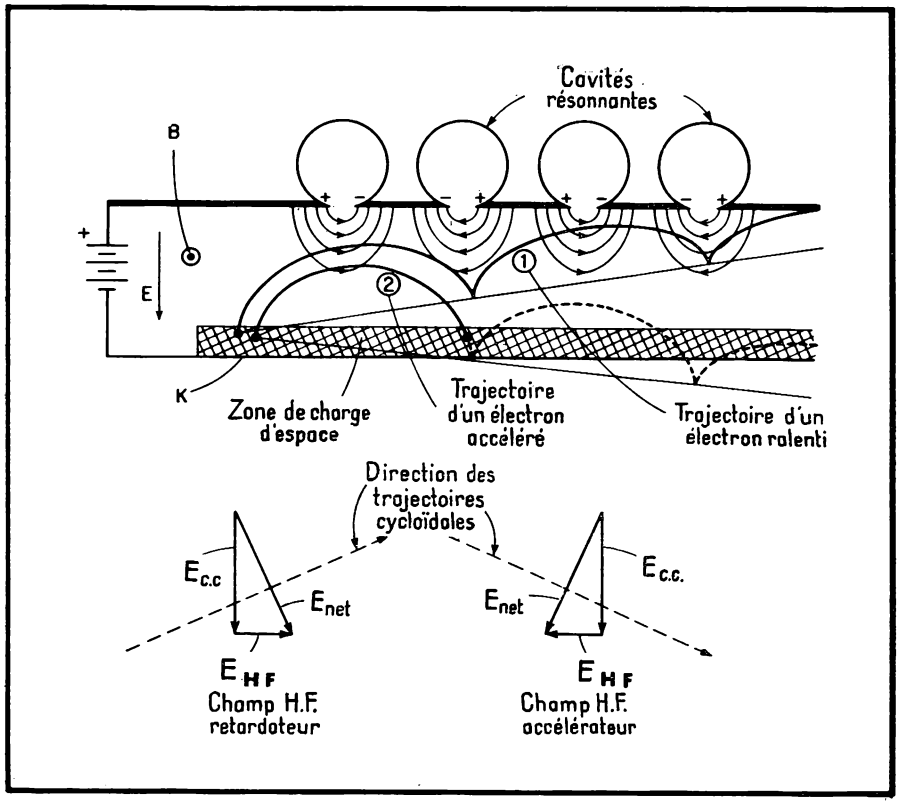


Fig. 18-27. — Comment une cycloïde contribue à la production d'oscillations.

trajet cycloïdal d'un électron dans des champs électrique et magnétique croisés est toujours perpendiculaire au champ électrique effectif. En l'absence de champ H. F. superposé au champ continu, cette direction est parallèle aux surfaces d'anode et de cathode. Avec un champ H. F. superposé, un électron productif (retardé) se trouve toujours dans un champ dont la composante retardatrice effective est parallèle à l'anode, en plus du champ continu perpendiculaire à l'anode. Et un électron improductif subit une composante accélératrice parallèle à l'anode. Les directions des champs électriques effectifs qui en résultent sont également représentées figure 18-27, et on voit que les trajets cycloïdaux des électrons utiles seront déviés vers le haut, tandis que ceux des électrons improductifs seront déviés vers le bas.

La figure 18-28 montre la disposition pratique adoptée. C'est un magnétron vu en coupe. Les plans parallèles de la figure 18-27 ont été courbés selon une forme cylindrique plus commode pour la réalisation du dispositif. Le champ magnétique est appliqué parallèlement à l'axe du cylindre par un aimant permanent.

Le mode de fonctionnement détaillé ci-dessus n'est que l'un des nombreux modes possibles mis en pratique. Quoi qu'il en soit, tous ces dispositifs fonctionnent en soustrayant de l'énergie à haute fréquence à des faisceaux d'électrons.

Les klystrons et les magnétrons sont les générateurs et amplificateurs les plus employés en U. H. F. et S. H. F. Les klystrons, prévus de manière à pouvoir être accordés sur une bande de fréquences de 10 %, sont d'usage courant pour la production d'oscillations locales ne nécessitant pas plus de quelques watts. Mais il est possible d'en établir qui soient capables de fournir des kilowatts. Les magnétrons ont un rendement plus élevé (jusqu'à 70 %) et peuvent opérer à des puissances s'étendant de quelques watts à des mégawatts de pointe, ce qui fait qu'ils sont très employés dans les radars. Les deux types, employant des cavités à Q élevé, sont confinés à des bandes très

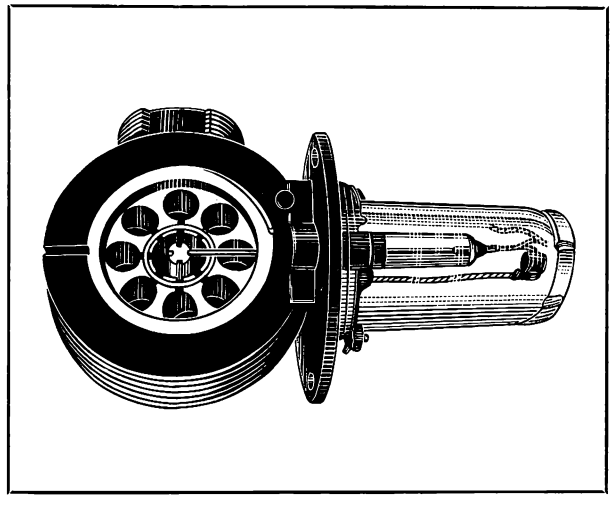


Fig. 18 - 28. — Coupe d'un magnétron de 10 cm, montrant les cavités résonnantes.

étroites. Quand de grandes largeurs de bande sont nécessaires, par exemple pour l'amplification, on peut employer les tubes *à ondes progressives*. De même que les klystrons et magnétrons, ce type de tube fait usage d'un couplage entre un faisceau électronique et un champ électrique. Sur la figure 18-27, le courant électronique et les variations de potentiel du champ électrique apparaissent comme se déplaçant en synchronisme de gauche à droite. En ce sens, on peut déjà considérer le dispositif comme un tube à ondes progressives, et il serait possible d'en construire un sur ce principe en « chargeant » les parois avec des cavités. L'essentiel du système est en effet que l'onde de champ se déplace approximativement à la même vitesse que les électrons. Sur une ligne de transmission ordinaire, ne comportant pas ces « charges », l'onde de champ se déplace à peu près à la vitesse de la lumière. Mais la vélocité d'un faisceau d'électrons dépend des potentiels accélérateurs, et reste toujours inférieure à cette vitesse. Pour les valeurs de tensions usuelles dans les tubes à ondes progressives, elle est seulement de l'ordre du dixième.

Il est par suite nécessaire de ralentir par quelque moyen le déplacement de l'onde électromagnétique le long de la ligne ou du guide. Un moyen simple d'y parvenir, dans le cas d'une ligne coaxiale, consiste à enrouler le conducteur interne en hélice, comme le montre la figure 18-29. Sachant que la vélocité de transmission est :

$$v = \frac{1}{\sqrt{L\,C}}$$

il est évident que la vélocité peut être réduite à de basses valeurs en rendant

assez élevée l'inductance du conducteur interne par unité de longueur de ligne, et, par conséquent, en réalisant le bobinage représenté. L'onde électromagnétique progresse *axialement* à une vitesse qui dépend du diamètre et du pas de l'hélice. On peut ainsi amener sa vitesse de déplacement à être du même ordre que celle des électrons. Cela étant réalisé, il devient possible de transférer une certaine quantité d'énergie d'un faisceau électronique à une onde électromagnétique, et par conséquent d'augmenter la valeur du champ électrique.

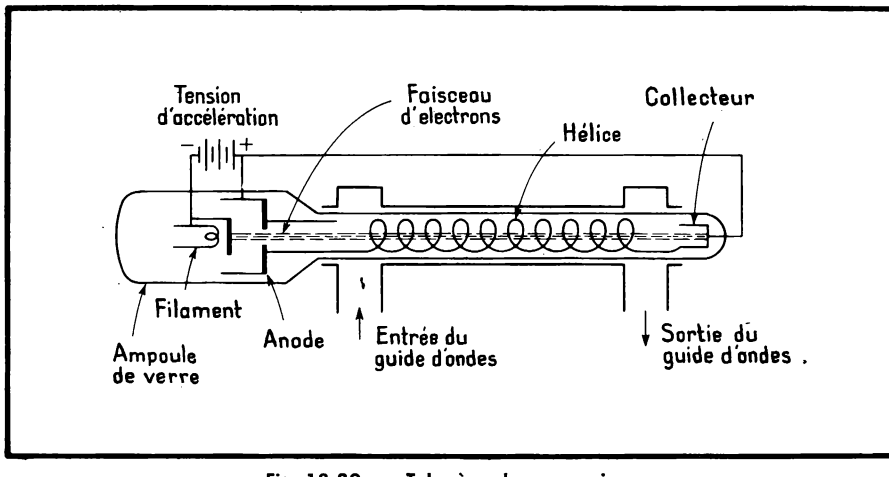


Fig. 18-29. — Tube à onde progressive.

La figure 18-30 marque la distribution du potentiel électrique le long d'un tube à ondes progressives quand une onde électromagnétique superposée au potentiel continu d'accélération s'y propage. Un faisceau électronique émis par la cathode est accéléré par une tension continue de l'ordre de 200 à 500 V. Si une onde de potentiel électrique ralentie se propage le long de la ligne hélicoïdale à la même vitesse que le faisceau, celui-ci se groupe en « paquets » à mesure qu'il progresse. L'explication de ce processus réside dans le fait que les électrons se déplaçant le long d'une région à champ accélérateur augmentent de vitesse jusqu'au moment où ils en rencontrent une où le champ est nul. De manière analogue, les électrons qui rencontrent une région où le potentiel est ralentisseur perdent de la vitesse jusqu'à ce qu'ils rencontrent une zone de champ nul. Ainsi qu'on l'a vu dans le cas du klystron, les électrons rapides rattrapent les électrons lents, et il en résulte la formation de groupes plus denses alternant avec des zones de raréfaction, et ces groupes se déplacent en même temps que l'onde qui maintient la structure du groupement. Dans ces conditions, il n'y aura pas de transfert d'énergie du faisceau à l'onde, puisque des électrons en nombres égaux auront été accélérés ou retardés.

Mais supposons maintenant que l'on augmente la vélocité moyenne du courant électronique, en augmentant la tension continue d'accélération. Les « paquets » d'électrons vont se déplacer vers des zones de champ retardateur, et cette situation se maintiendra, cependant que les zones de champ accélérateur coïncideront avec les intervalles entre les « paquets », c'est-à-dire celles où les électrons sont peu nombreux. Du fait que maintenant il y aura plus d'électrons freinés que d'électrons accélérés, il y aura prélèvement

d'énergie sur le faisceau électronique, et l'amplitude de l'onde électromagnétique croîtra à mesure qu'elle progressera dans le tube. Autrement dit, elle sera amplifiée. Si une quantité suffisante d'énergie prélevée à la sortie est renvoyée pour fournir la puissance d'entrée, le tube pourra constituer un oscillateur. Cette réaction peut aussi se produire à l'intérieur du tube si les circuits d'entrée et de sortie ne sont pas correctement adaptés.

Il est maintenant nécessaire d'examiner de quelle manière les « paquets » d'électrons conservent leurs positions dans les champs de freinage, bien que les électrons, individuellement, progressent à travers l'onde avec une relative lenteur (dans les conditions où la vélocité moyenne du faisceau est rendue légèrement supérieure à celle de l'onde). A cause de la variation du champ électrique de l'onde, la vitesse instantanée d'un électron oscillera autour de la vélocité moyenne du faisceau, accélérant ou retardant légèrement sa progression selon le sens du champ traversé. De la sorte, un groupement en

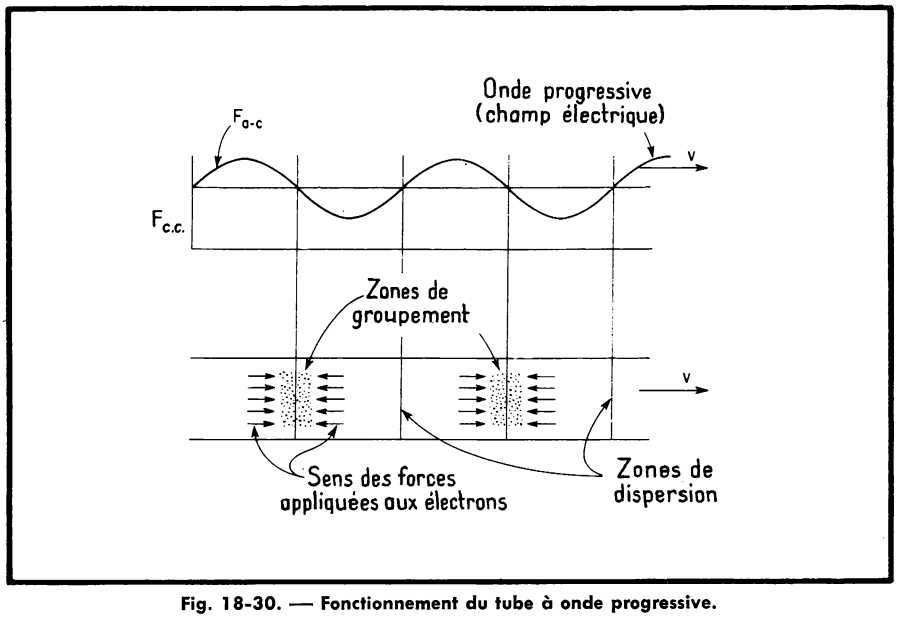


Fig. 18-30. — Fonctionnement du tube à onde progressive.

paquets se produira automatiquement dans les zones de champ décélérateur, et une raréfaction dans les zones de champ accélérateur, un électron donné étant tantôt en avant du « paquet », qu'il traverse rapidement, tantôt dans celui-ci, et tantôt en arrière, et dans le « paquet » suivant. De la sorte, les groupes gardent leurs écarts relatifs et se déplacent à la même vitesse que l'onde, alors que les électrons pris individuellement ont une vélocité moyenne supérieure à celle de l'onde. Du fait que chaque électron reste plus longtemps dans une zone de freinage que dans une zone d'accélération, il y a, comme on l'a dit plus haut, un transfert d'énergie des électrons à l'onde. Comme la ligne de transmission hélicoïdale est un dispositif à large bande et que le système ne comporte pas de circuits accordés, un tel amplificateur fonctionne sur des bandes très étendues. La figure 18-31 montre un tube de modèle commercial. Le long solénoïde, qui entoure le tube, sert à produire un champ continu axial empêchant la dispersion du faisceau. Ces tubes sont construits généralement pour fonctionner dans une gamme de fréquences comprise entre

1000 et 12 000 MHz, et un tube peut normalement fournir un gain de 30 à 40 dB sur une bande de fréquences de rapport 2/1. Les puissances de sortie vont de 1 mW à plusieurs kW de pointe.

Autres éléments pour V.H.F. et micro-ondes.

La mesure de quantités telles que la fréquence, la tension, le courant, la puissance et l'impédance en micro-ondes, est dans certains cas effectuée d'une manière très semblable à ce qui se fait aux fréquences plus basses. Dans d'autres cas, on emploie des dispositifs très différents. On va voir ci-après les dispositifs et techniques les plus courants dans ce domaine.

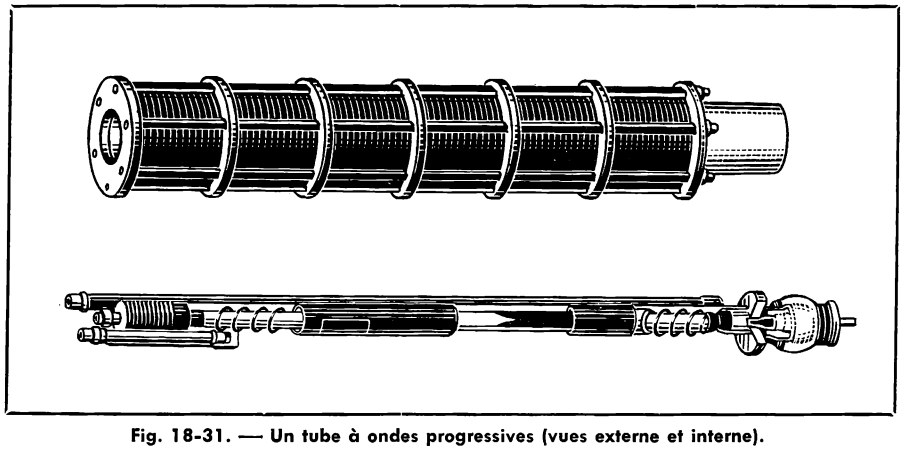


Fig. 18-31. — Un tube à ondes progressives (vues externe et interne).

La mesure d'une fréquence peut s'effectuer de la manière classique consistant à comparer la fréquence inconnue aux harmoniques d'un étalon, la seule différence étant que des harmoniques de rangs très élevés sont nécessaires dans le cas des micro-ondes. Une autre méthode très courante consiste à mesurer la longueur d'onde. Une ligne coaxiale, dont une extrémité est court-circuitée et l'autre terminée par un plongeur mobile, est alors employée. La longueur correspondant à la résonance est décelée par le maximum du champ intérieur. On déplace ensuite le plongeur jusqu'à la pointe de résonance suivante, qui se produit à une longueur correspondant à une demi-onde. La fréquence peut alors être calculée d'après la formule $f = v/\lambda$ où v est à très peu près égal à $C = 3 \times 10^8$ mètres/seconde. On peut encore se servir d'une cavité/résonnante à Q élevé, dont le volume peut varier au moyen d'une commande micrométrique étalonnée en fréquence, le tout constituant une fréquencemètre très commode.

Les mesures de tension et d'intensité sont difficiles à effectuer et n'ont guère de signification à ces fréquences. Dans un guide d'ondes, le courant n'est pas réparti sur les parois d'une manière uniforme, et même ne circule pas dans la même direction sur toute la périphérie d'une section donnée. La tension entre faces supérieure et inférieure (par exemple dans le mode $T E_{1,0}$, ou fondamental) est plus élevée au milieu que sur les côtés. Comme on l'a signalé plus haut, il est possible d'effectuer des mesures de champ (E et H) au lieu de mesures de tension et d'intensité, et ces mesures sont faciles à effectuer. La figure 18-32 montre deux dispositifs employés à ces fins. La sonde (en *a*) est constituée d'une petite antenne montée en série avec un redresseur à cristal et un microampèremètre. Le « stub » quart d'onde sert

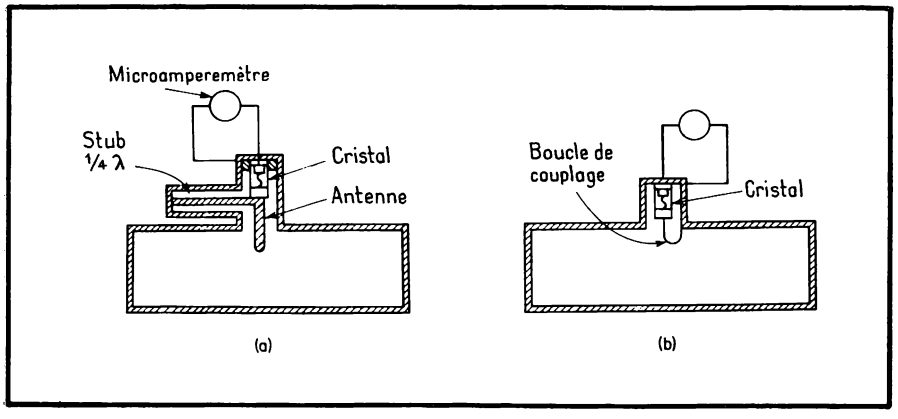


Fig. 18-32. — Indicateurs de champ. En a, champ électrique ; en b, champ magnétique.

de support à haute impédance, et referme le circuit en courant continu. Cette sonde à antenne indique la valeur du champ électrique local. La sonde à boucle (en *b*) indique celle du champ magnétique. Pour leur emploi, il faut savoir que le détecteur à cristal est approximativement quadratique, et que par conséquent la déviation de l'appareil de mesure sera proportionnelle au *carré* du champ magnétique ou électrique. Quand cette approximation ne suffit pas, on peut, pour plus de précision, établir une courbe d'étalonnage du détecteur.

Pour les mesures de puissance en micro-ondes, on peut placer à la sortie d'un guide ou d'une ligne un *bolomètre* ou un *thermistor*. Le bolomètre est une résistance dont la valeur varie avec la température. Quand cet appareil absorbe de la puissance H. F., il s'échauffe, et par suite sa résistance augmente, de sorte qu'une mesure de cette puissance peut être effectuée par l'intermédiaire de celle de la valeur de la résistance en continu, ordinairement au moyen d'un montage en pont. Le thermistor est un semi-conducteur dont la résistance varie rapidement avec la température, ce qui fait qu'on l'emploie comme un bolomètre. Afin de mesurer de cette manière une puissance en micro-ondes, il faut que le bolomètre soit adapté au guide ou à la ligne où la puissance circule (ou mesurer des taux d'ondes stationnaires et faire des calculs pour déterminer le pourcentage de puissance absorbée et de puissance réfléchie). Parfois la puissance est trop élevée pour être absorbée par le bolomètre, et dans d'autres cas il est nécessaire de contrôler en permanence la puissance délivrée à une charge. Dans ces cas, une fraction de la puissance est prélevée et mesurée. Il faut alors que l'appareil mesure uniquement la puissance délivrée à la charge, et ne soit pas sensible à une fraction réfléchie circulant en sens opposé. C'est ce que l'on obtient au moyen d'un dispositif nommé *coupleur directionnel*.

La figure 18-33 représente un des nombreux modèles possibles. Une ligne ou un guide est couplée de manière lâche au guide principal ou à la ligne à deux points distants d'un quart d'onde. Dans le cas du guide d'ondes, ce couplage est réalisé au moyen de deux petits trous, distants d'un quart d'onde, créant une fuite par où une certaine quantité d'énergie passe dans le guide secondaire. L'énergie qui franchit le premier trou induit un faible champ, produisant, dans le guide auxiliaire, deux ondes s'éloignant du trou en sens opposé. Un effet semblable résulte de la fuite produite par le second trou. Pour une onde se déplaçant de gauche à droite dans le guide principal, les phases des champs dans le guide auxiliaire sont telles que les ondes y

circulant de gauche à droite s'additionnent en phase, tandis que celles y circulant de droite à gauche sont de phases opposées et par suite s'annulent. Cela provient de ce que les ondes qui se déplacent vers la gauche, parce qu'elles proviennent du second trou, ont un quart d'onde de plus à franchir que celles qui proviennent du premier trou. Or, une onde réfléchie circulant de droite à gauche dans le guide principal induit dans le guide auxiliaire une onde qui circule aussi de droite à gauche. Si le guide auxiliaire est terminé du côté droit par un bolomètre adapté, celui-ci indiquera la quantité de puissance circulant de gauche à droite, et ne sera pas affecté par une onde circulant dans l'autre sens. Pour parvenir effectivement à ce résultat, il faut toutefois que l'extrémité gauche du guide auxiliaire soit terminée par son impédance caractéristique, afin qu'une onde qui y circulerait de droite à gauche soit absorbée, et non réfléchie vers le bolomètre.

Du fait que le fonctionnement de ce coupleur directionnel dépend de l'espacement d'un quart d'onde entre les deux trous, le dispositif est limité à une fréquence déterminée, sur laquelle seule il fonctionne correctement. Un coupleur à trous multiples répartis sur environ une longueur d'onde est moins limité en fréquence, c'est-à-dire fonctionne sur une bande d'une certaine étendue. Dans le sens de fonctionnement prévu, les ondes qui y pénètrent par tous les trous s'additionnent en phase pour former un signal relativement important, tandis que dans l'autre sens, pour presque toute onde pénétrant par un trou, il y a une onde pénétrant un quart d'onde plus loin qui vient l'annuler, de sorte que dans ce sens le signal est très faible.

Un autre dispositif fréquemment employé est un pont pour micro-ondes (parfois nommé « T magique »). La figure 18-34 représente (en *a* et *b*) deux jonctions, E et H, lettres qui se réfèrent respectivement au champ électrique et au champ magnétique, la tige du T se trouvant, dans le premier, dans le plan contenant les vecteurs du champ électrique, et ceux du champ magnétique dans le second. Le fonctionnement diffère en ce sens qu'un signal, pénétrant par la « tige » du premier, se divise également pour produire deux signaux L et R égaux et de phases opposées, comme l'indiquent les flèches; tandis que dans le second, les deux signaux sont de même phase. La figure 18-34 *c* montre un type de jonction différent, combinaison des deux formes précédentes, et nommé « T magique » à cause de propriétés particulières. Comme l'indique la figure 18-34 *d*, un signal entrant en E excite les deux branches du plan H en phases opposées, d'où une résultante nulle.

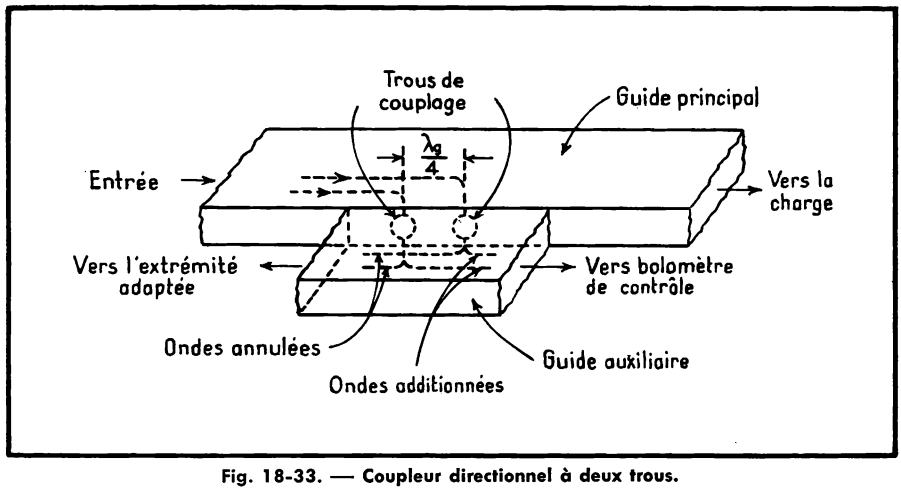


Fig. 18-33. — Coupleur directionnel à deux trous.

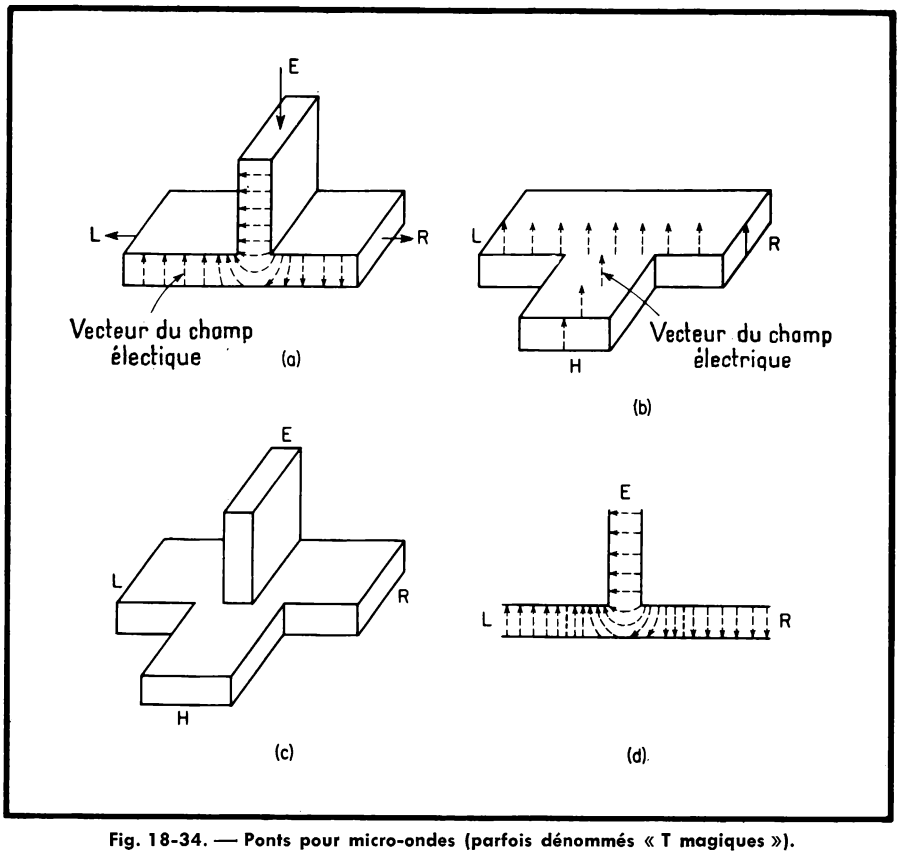


Fig. 18-34. — Ponts pour micro-ondes (parfois dénommés « T magiques »).

Autrement dit, un signal entrant en E produira deux signaux, en L et R, mais rien en H (et bien entendu inversement par réciprocité). Ce résultat présuppose que les branches L et R soient terminées par leurs impédances caractéristiques, de sorte qu'il ne s'y produise pas d'ondes réfléchies, ou, du moins, par des impédances exactement égales. Pour voir ce qui se produit quand cette condition n'est pas réalisée, supposons que la branche R soit terminée correctement, de sorte qu'il ne s'y produise pas de réflexion, mais qu'il y ait un défaut d'adaptation en L. Dans ce cas, un signal introduit en E se divisera également entre L et R sans exciter H. Mais à cause du défaut d'adaptation en L, il y aura une onde réfléchie venant de L, qui excitera la tige H avec un champ pour lequel les flèches auront la même direction à l'ouverture, de sorte que de l'énergie parvient en H uniquement du fait de cette réflexion. Par conséquent, le signal en H est en proportion directe du défaut d'adaptation en L. En poussant le raisonnement, on démontre qu'aucun signal provenant de E ne parviendra en H tant que les impédances terminant L et R seront égales (mais non pas nécessairement égales à l'impédance caractéristique). De la sorte, tout signal capté en H donne la mesure du déséquilibre entre les branches, et ce dispositif joue, en micro-ondes, le rôle d'un circuit en pont aux fréquences plus basses.

CHAPITRE XIX

PROPAGATION DES ONDES RADIO - ELECTRIQUES

Nature générale de la propagation.

Les ondes radio-électriques qui quittent une antenne se dirigent dans toutes les directions, suivant le croquis de la figure 19-1. Une partie de l'énergie rayonnée se propage au ras du sol, et est guidée par la surface de la terre à peu près de la même manière que les ondes électromagnétiques sont guidées par les fils. Cette partie de l'énergie rayonnée se nomme l'*onde de surface*. L'autre partie, celle qui est rayonnée dans l'espace, c'est l'*onde indirecte* ou l'*onde d'espace*. Elle serait complètement perdue s'il n'existait pas, à des altitudes variant de 50 à 400 km au-dessus de la surface de la terre, des couches réflectrices composées d'ions et d'électrons. Ces couches ionisées renvoient une partie de l'énergie rayonnée vers la terre et rendent ainsi la réception possible aux points les plus éloignés.

Polarisation.

Lorsqu'un champ émis par une antenne verticale est reçu à courte distance, on constate que sa valeur est maximum quand l'antenne de réception est verticale et qu'il est nul quand l'antenne de réception est horizontale. Le champ est donc vertical en ce point, et l'on dit que le rayonnement de l'antenne émettrice est *polarisé* verticalement. Dans une direction zénithale, déterminée par l'angle θ (voir la fig. 9-23), l'antenne de réception doit être située suivant la direction de E, si l'on veut que le champ reçu soit maximum. Elle ne sera plus verticale, mais elle sera toujours située dans le plan vertical passant par l'antenne d'émission et le point P, de sorte qu'une antenne perpendiculaire à ce plan ne recevra aucun signal. Le rayonnement sera encore polarisé verticalement, ou plus précisément, *polarisé suivant un plan vertical*. De même, une antenne horizontale émet un champ polarisé horizontalement et un tel champ ne peut pas être reçu directement par une antenne de réception verticale.

Densité de puissance et vecteur de Poynting.

Si l'on imagine une antenne rayonnant au centre d'une surface sphérique, il est possible d'envisager la densité de puissance interceptée par unité de surface donnée de cette sphère imaginaire. Le rayonnement de l'antenne étant (idéalement) supposé uniforme dans toutes les directions, la puissance par unité de surface sera $W/(4 \pi r^2)$ watts par mètre carré, formule où W est la puissance rayonnée totale et r le rayon de la sphère en mètres. En pratique, toute antenne est plus ou moins directive, de sorte que la puissance n'est pas également répartie sur la sphère. Connaissant l'intensité E du champ électrique local, il est possible de calculer la puissance débitée par unité de surface (dans un tel cas simplifié où ne se produit aucune réflexion), au moyen de la formule :

$$P = \frac{E^2}{\eta} \text{ watts/m}^2$$

dans laquelle P est la puissance par unité de surface exprimée en watts par mètre carré, E l'intensité du champ en volts par mètre, et η l'impédance intrinsèque de l'espace libre, qui a une valeur de 377 Ω. P est une quantité vectorielle (orientée dans le sens de l'écoulement de puissance) en même temps qu'une mesure de grandeur, nommée *vecteur de Poynting*, du nom du créateur de cette notion. Celle-ci est utile dans l'étude de la propagation de l'énergie électromagnétique, aussi bien dans l'espace que dans le cas où l'onde est guidée par la surface de la terre ou un guide d'ondes artificiel.

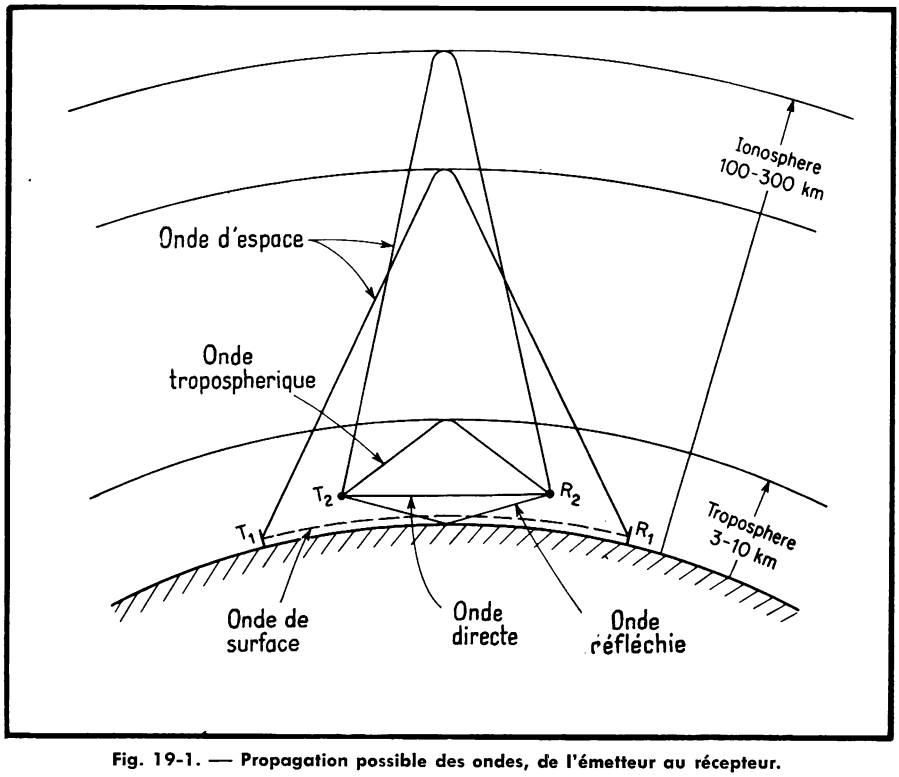


Fig. 19-1. — Propagation possible des ondes, de l'émetteur au récepteur.

Onde directe (ou onde de surface).

L'onde directe se propage près du sol et une partie de l'énergie qu'elle contient est dissipée dans la terre (par les courants et tensions qui s'y développent). Si le sol était un conducteur parfait, les courants qui y circulent n'entraîneraient aucune perte d'énergie et l'onde ne serait pas affaiblie. Mais le sol présente une *conductivité finie* (sa résistance n'est pas nulle), de sorte qu'une certaine énergie est nécessaire pour faire circuler les courants de terre, et cette énergie est fournie par l'onde qui se propage. Il en résulte que l'onde est *atténuée* dans une proportion bien plus grande encore que celle du facteur $1/r$ de la distance de l'antenne d'émission (cette dernière diminution est due à la dispersion de l'énergie de l'onde sur une surface qui croît avec la distance r). Le coefficient d'atténuation de l'onde est important à connaître quand on désire déterminer la portée utile d'un émetteur.

L'atténuation dépend non seulement de la conductivité du sol, mais aussi de la fréquence de l'onde. Au-dessus d'un sol donné, l'atténuation sera d'autant plus forte que la fréquence sera plus élevée.

La figure 19-2 indique la variation du champ (de l'onde directe) en fonction de la fréquence et en fonction de la conductibilité du sol. Les courbes indiquent l'intensité du champ, en millivolts par mètre, en fonction de la distance de l'émetteur. L'unité *millivolt par mètre* ou *microvolt par mètre* est égale à la tension qui serait induite dans un fil de 1 m de longueur, placé parallèlement à la direction du champ au point considéré. Un champ minimum de 0,1 mV/m est nécessaire pour donner une réception satisfaisante, bien que cette valeur dépende aussi du niveau des parasites au point considéré. Quand ce niveau est élevé, une intensité de champ de 10 à 100 mV/m peut être nécessaire, alors que dans une localité tranquille, et par un temps où le niveau des atmosphériques est faible, un champ de 10 μV/m peut être entièrement suffisant.

Les courbes en trait plein de la figure 19-2 correspondent à une bonne conductibilité du sol, alors que celles en pointillé correspondent à une conductibilité mauvaise. La conductibilité de la terre est exprimée, habituellement, en unités électromagnétiques. Le chiffre de 100×10^{-15} *u.e.m.* représente une excellente conductibilité; 20×10^{-15} représente une conductibilité très faible. La conductibilité dépend, dans une large mesure, de la nature du sol. Elle est forte dans les plaines couvertes de prairies, et faible dans les pays au relief tourmenté.

L'onde directe étant très atténuée aux fréquences élevées, est surtout utile dans les gammes d'ondes longues et dans celles de la radiodiffusion. La réception de jour des émetteurs de radiodiffusion se fait exclusivement par l'intermédiaire de l'onde directe. L'onde de surface est toujours polarisée verticalement, car il est évident que toute composante horizontale du champ serait court-circuitée par la terre. Pour recevoir l'onde de surface, l'antenne de réception doit donc être verticale.

Onde indirecte.

L'énergie de l'onde indirecte n'est pas entièrement perdue, car, dans certaines circonstances, elle est réfléchie par l'*ionosphère,* que l'on appelle également la *couche de Kennelly-Heaviside.* L'onde réfléchie retourne à la terre à des distances qui peuvent être de beaucoup supérieures à la portée de l'onde directe; l'onde indirecte rend donc possibles les radiocommunications à très grande distance.

Ionosphère.

L'ionosphère comporte plusieurs couches ionisées, c'est-à-dire électriquement conductrices, qui sont situées dans les régions élevées de l'atmosphère terrestre. Les ondes qui traversent toutes ces couches sans que leur trajectoire soit sensiblement modifiée, sont perdues, mais le plus souvent leurs trajectoires sont incurvées par les couches successives et reviennent vers la terre. Les altitudes des couches ionisées et leur *degré d'ionisation* (c'est-à-dire le nombre d'électrons et d'ions dans un volume donné) déter-

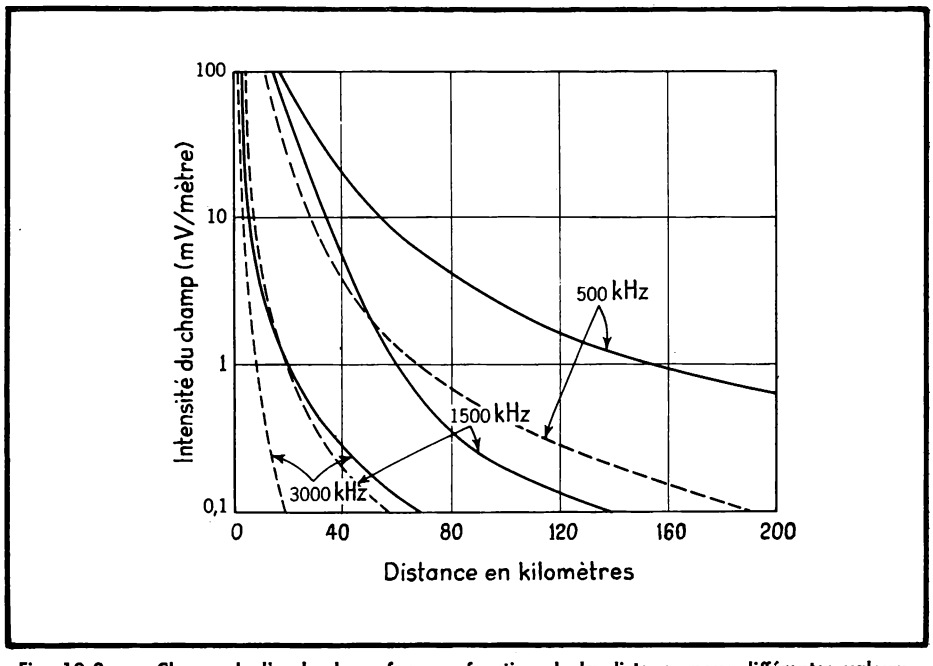


Fig. 19-2. — Champ de l'onde de surface en fonction de la distance pour différentes valeurs de la fréquence et de la conductibilité du sol. Les courbes en trait plein indiquent une bonne conductibilité ; les courbes en pointillé, une conductibilité mauvaise.

minent les angles de réflexion, la portée de l'onde indirecte et les fréquences pour lesquelles la propagation sera la meilleure. Les couches ionisées se situent normalement entre 50 et 400 km au-dessus de la surface de la terre.

Nous avons montré au chapitre IV qu'il était possible de chasser de la molécule d'un gaz sous faible pression un ou plusieurs électrons, en conférant ainsi à cette molécule une charge positive. Elle devient alors un *ion* et peut subir l'action des forces électriques. Les électrons peuvent être chassés d'une molécule non seulement par les particules électriques rapides (telles que les électrons), mais aussi par les rayons ultraviolets ou les rayons cosmiques. Dans la haute atmosphère où la pression est très faible, l'ionisation rencontre des conditions très favorables. Le soleil émet en permanence des rayons ultraviolets qui ionisent, en atteignant les parties périphériques de l'atmosphère, une grande quantité de particules d'air. Les rayons cosmiques semblent être également des agents d'ionisation.

Les atomes, les ions et les électrons d'un gaz, étant constamment en mouvement, des collisions fréquentes se produisent. Lorsqu'un ion positif ren-

contre un électron, ils se recombinent quelquefois de façon à former de nouveau une molécule gazeuse électriquement neutre. Ce processus se déroule fréquemment, et une molécule ne reste pas ionisée indéfiniment. La durée pendant laquelle elle reste ionisée dépend d'un grand nombre de facteurs, mais surtout de la distance moyenne entre les particules d'un gaz. Quand cette distance est grande, comme dans les couches élevées de l'atmosphère, les collisions ne se produisent pas souvent et une molécule peut rester ionisée pendant très longtemps. Par contre, dans les couches inférieures, l'ionisation d'une molécule ne subsiste pas longtemps, ce à quoi contribue également le fait que les rayons ultra-violets, avant de parvenir jusqu'à ces régions de l'atmosphère, sont fortement absorbés par les couches ionosphériques supérieures. Il en résulte que l'ionisation est faible ou nulle jusqu'à une altitude de l'ordre de 50 km. Au-delà de 400 km, le nombre des particules est si faible que la densité d'ionisation décroît rapidement. Elle est considérable aux altitudes intermédiaires. Toute cette région, comprise entre 50 et 400 km, a une importance considérable dans l'étude de la propagation des ondes hertziennes.

On a constaté que les ondes qui reviennent vers la terre sont réfléchies à des altitudes variables, suivant la fréquence et suivant le temps de réflexion. On peut en conclure que l'ionosphère est constituée par plusieurs couches superposées, ce qui s'explique par le fait que les différents gaz qui composent l'atmosphère de la terre subissent l'ionisation à des pressions et, par conséquent aussi, à des altitudes différentes. Par ailleurs, nous avons vu qu'il existe d'autres agents d'ionisation (les rayons cosmiques par exemple) qui pénètrent dans l'atmosphère jusqu'à des profondeurs variables. Le nombre des couches, leur hauteur au-dessus de la terre et la façon dont elles incurvent les trajectoires des ondes varient de jour en jour, de mois en mois et d'année en année. Il existe deux couches principales, dites couches E et F. La couche E se situe normalement à une altitude de 110 km, mais peut se déplacer entre 90 et 140 km. La deuxième couche se divise de jour en deux couches superposées, dites couche F_1 (la plus basse) et F_2; de nuit, ces deux couches se fondent en une seule. Il existe une autre couche, dite couche D; on n'observe ses effets, beaucoup moins importants d'ailleurs que ceux des autres couches, que de jour et à des altitudes faibles. Nous n'allons pas nous en occuper dans ce qui suit. Le tableau ci-dessous donne les hauteurs des différentes couches de l'ionosphère :

Désignation de la couche	Hauteur de la couche (en kilomètres)
E	90 à 140
F (de nuit seulement)	175 à 400
F_1 (de jour seulement)	140 à 250
F_2 (de jour, en été)	250 à 350
F_2 (de jour, en hiver)	145 à 300
D	50 à 90

Action de l'ionosphère sur l'onde indirecte.

La figure 19-3 illustre la façon dont les trajets des ondes radio-électriques sont incurvés par l'ionosphère. Une seule couche est représentée, la densité des traits en pointillé indiquant la densité d'ionisation. Une onde part de l'émetteur A et se dirige vers l'ionosphère suivant une trajectoire rectiligne. Quand elle atteint la région ionisée, sa trajectoire s'incurve au fur et à mesure

qu'elle pénètre dans la couche et que la densité croît (la déviation s'effectuant toujours des régions à densité élevée vers les régions à densité faible). Quand la trajectoire de l'onde est suffisamment incurvée, elle émerge de l'ionosphère et revient vers la terre (comme l'indique la figure).

La trajectoire de l'onde dans la région ionisée est donc courbe. En fait, l'onde subit une *réfraction* analogue à celle de la lumière dans un prisme. Mais il est plus simple de considérer que l'onde est réfléchie suivant les deux droites A D et D B (voir la fig. 19-3). C'est ainsi que l'on détermine la hauteur d'une couche ionisée, en comparant la durée du trajet de l'onde indirecte A D - D B avec celui de l'onde de surface A B. Connaissant la distance A B, on peut alors calculer la hauteur du point D qui constitue la ***hauteur virtuelle*** de l'ionosphère. Pour connaître la hauteur véritable, il faudrait connaître la forme de la partie courbe de la trajectoire des rayons. Pour mesurer les hauteurs des couches ionosphériques on place les points A et B très près l'un de l'autre de façon que les rayons soient dirigés presque verticalement.

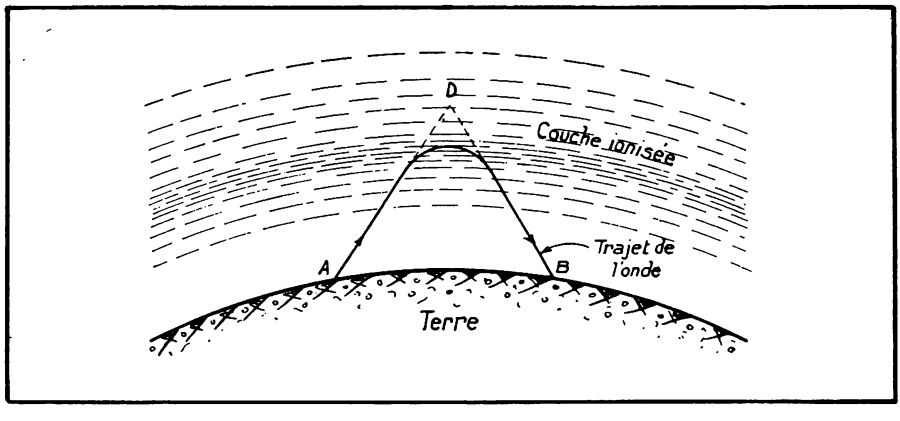


Fig. 19-3. — Réfraction de l'onde indirecte dans la couche ionisée.

Quand on fait varier la fréquence de l'onde de la figure 19-3, on s'aperçoit qu'à partir d'une certaine valeur de celle-ci, l'onde ne revient plus vers la terre. Sa trajectoire est alors celle de la figure 19-4. Rectiligne jusqu'à la région ionisée, elle est incurvée quand elle pénètre dans celle-ci, mais elle l'est moins que précédemment, la fréquence étant plus élevée. Elle atteint le point C où la densité est maximum, d'où elle est déviée en sens inverse et dirigée vers la limite supérieure de l'ionosphère, pour être définitivement perdue en tant que rayonnement utile. L'onde est réfléchie ou non vers la terre suivant la valeur de la fréquence, la densité de la couche et l'angle d'incidence sous lequel elle atteint la région ionisée. Dans l'exemple de la figure 19-4, il suffit que la densité d'ionisation augmente subitement pour que l'onde soit réfléchie vers la terre; une fréquence plus élevée que précédemment est alors nécessaire pour qu'elle traverse à nouveau la couche ionisée.

Supposons maintenant que l'angle d'incidence soit plus faible (la fréquence étant la même) que sur la figure 19-4. Le trajet est alors A F B (fig. 19-5) et lorsque sa partie traversant la région ionisée est suffisamment longue, l'onde est renvoyée vers la terre. Toute onde partant de l'antenne d'émission sous un angle inférieur à celui du trajet A F B sera également réfléchie; l'onde indirecte sera donc reçue dans toute la région comprise

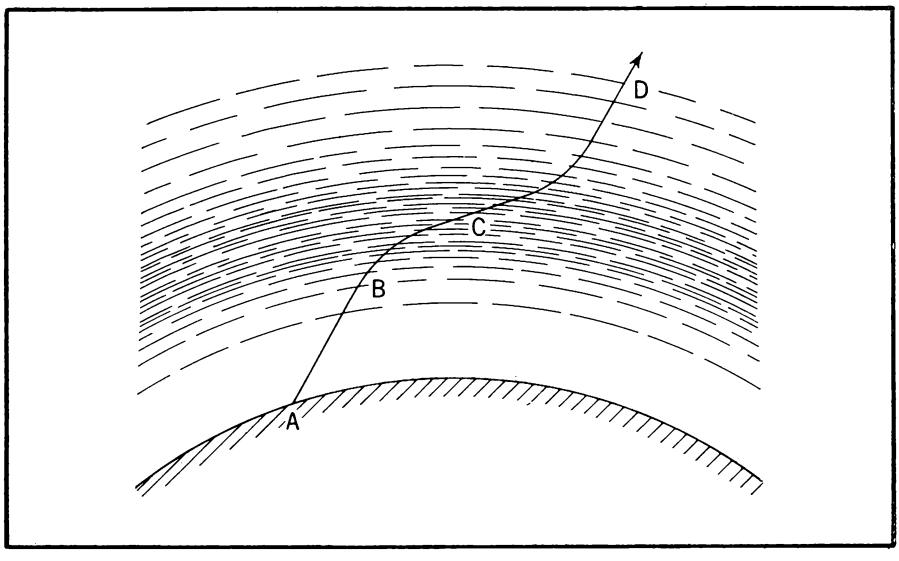


Fig. 19-4. — Trajet de l'onde indirecte qui traverse une couche ionisée.

entre B et C, par exemple. En deçà de B, il existe une zone où le signal direct n'est plus perçu (comme en E) et où il est impossible de recevoir l'émission partie de A. Cette zone qui s'étend de E à B, porte le nom de *zone de silence*. Quand une onde revient vers le sol, comme en B ou C de la figure 19-5, elle peut être réfléchie à nouveau. Elle repart alors vers l'ionosphère et ne revient à la terre qu'à une très grande distance de l'émetteur.

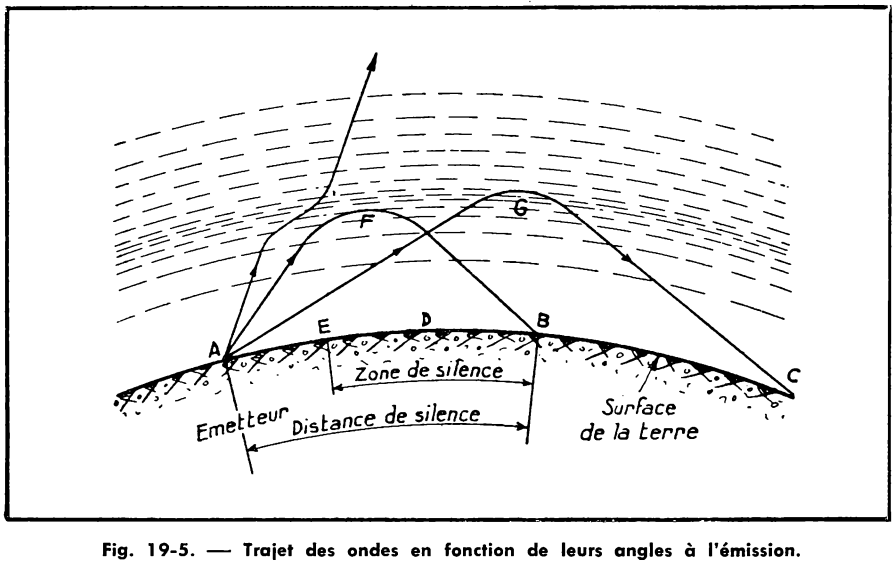


Fig. 19-5. — Trajet des ondes en fonction de leurs angles à l'émission.

Fréquences critiques.

Nous avons déjà dit que l'on mesurait la hauteur des couches ionosphériques en émettant un signal vertical et en mesurant le temps que ce signal met pour revenir au sol. Connaissant la vitesse des ondes électromagnétiques, il est facile de déterminer la distance parcourue. Comme les temps mesurés sont extrêmement courts (de l'ordre du millième de seconde), il est indispensable que le signal émis soit une impulsion très brève; sans cela l'onde réfléchie ne pourrait pas être séparée du signal direct. La différence de temps entre les deux signaux est mesurée à l'aide d'un oscillographe. On constate qu'à partir d'une certaine fréquence, l'onde n'est plus réfléchie.

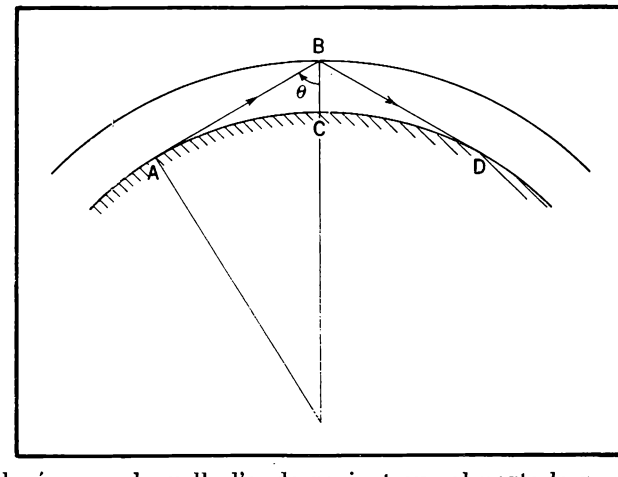


Fig. 19 - 6. — Réflection dans l'ionosphère : angle θ.

La fréquence la plus élevée pour laquelle l'onde revient au sol porte le nom de *fréquence critique* de la couche étudiée (pour le moment et l'endroit où s'effectue la mesure). La fréquence critique d'une couche donnée n'est pas la fréquence la plus élevée sur laquelle les liaisons peuvent avoir lieu. Comme le montre la figure 19-5, il suffit de diminuer l'angle d'inclinaison du rayon par rapport à la terre pour qu'une onde de fréquence plus élevée soit réfléchie par l'ionosphère. Dans une liaison entre deux points bien déterminés, l'angle que fait le rayon avec la couche ionisée dépend de la hauteur de celle-ci et de la distance entre les points (voir la fig. 19-6).

Pour une hauteur B C donnée, à chaque distance A D correspondra un angle θ bien déterminé. La fréquence maximum qui peut être utilisée pour relier les deux points ainsi définis sera :

$$f_{max} = \frac{f_c}{\cos \theta}$$

où f_c est la fréquence critique du point où se produit la réflexion; f_{max} est la *fréquence maximum utilisable.*

Quand la distance entre les deux points augmente, on atteint une distance limite où, du fait de la courbure de la terre, le rayon réfléchi est tangent à la surface de la terre. L'angle θ qui correspond à cette distance limite est de l'ordre de 74° pour la couche F. La fréquence maximum utilisable sera, pour cette distance :

$$\frac{1}{\cos 74°} = 3{,}6\ f_c,$$

et c'est la fréquence maximum qui sera renvoyée vers la terre.

Quand on effectue une mesure de hauteur virtuelle, sur une fréquence plus élevée que la fréquence critique de la couche inférieure, on constate que les ondes reviennent vers la terre après avoir parcouru une distance plus grande. On en conclut qu'elles ont traversé la première couche et ont été réfléchies par une couche située à une altitude plus grande. En augmentant la fréquence, on trouve la fréquence critique de cette deuxième couche; finalement, on atteint une fréquence au-dessus de laquelle les rayons ne sont plus réfléchis.

Il arrive, quelquefois, que des variations rapides de la densité d'ionisation soient à l'origine des réflexions sporadiques se produisant à la hauteur de la couche E, sur des fréquences nettement supérieures à la valeur normale de la fréquence critique qui correspond à la couche E.

Absorption dans l'ionosphère.

En dehors des hauteurs de couche et des fréquences critiques, un autre facteur contribue à limiter la propagation des ondes sur de très grandes distances : c'est l'absorption de l'énergie des ondes par les régions ionisées qu'elles traversent. Quand une onde traverse une telle région, elle produit une vibration des électrons; les collisions entre les molécules et les ions qui en résultent dissipent leur énergie qui est ainsi perdue en chaleur. La quantité d'énergie perdue dépend évidemment de la distance parcourue au milieu d'une région ionisée, et de la densité d'ions et de molécules d'air de

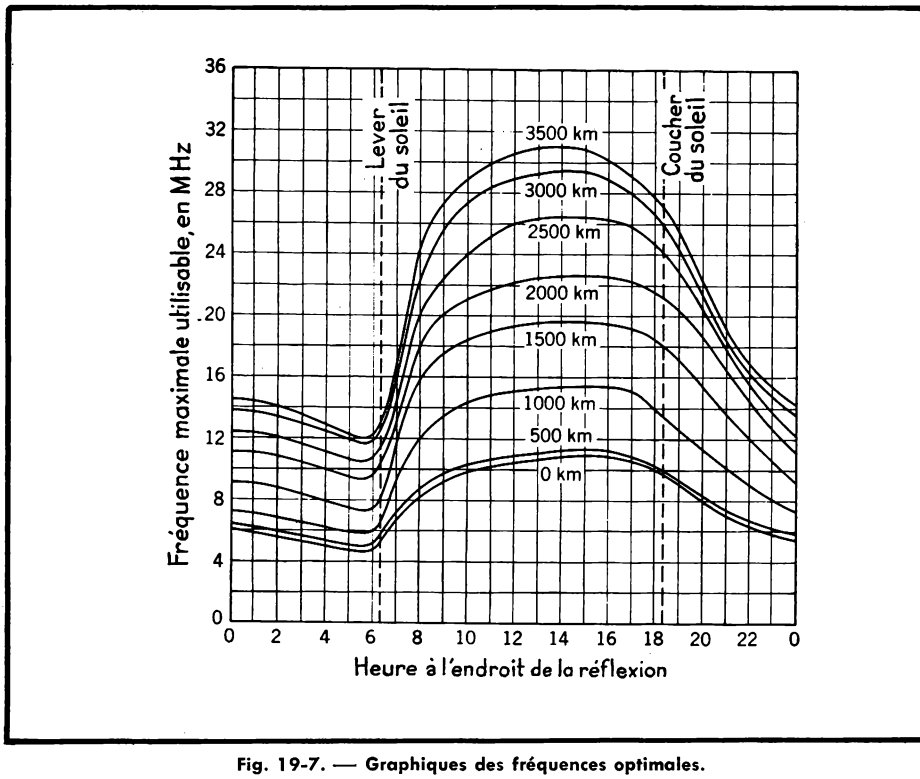


Fig. 19-7. — Graphiques des fréquences optimales.

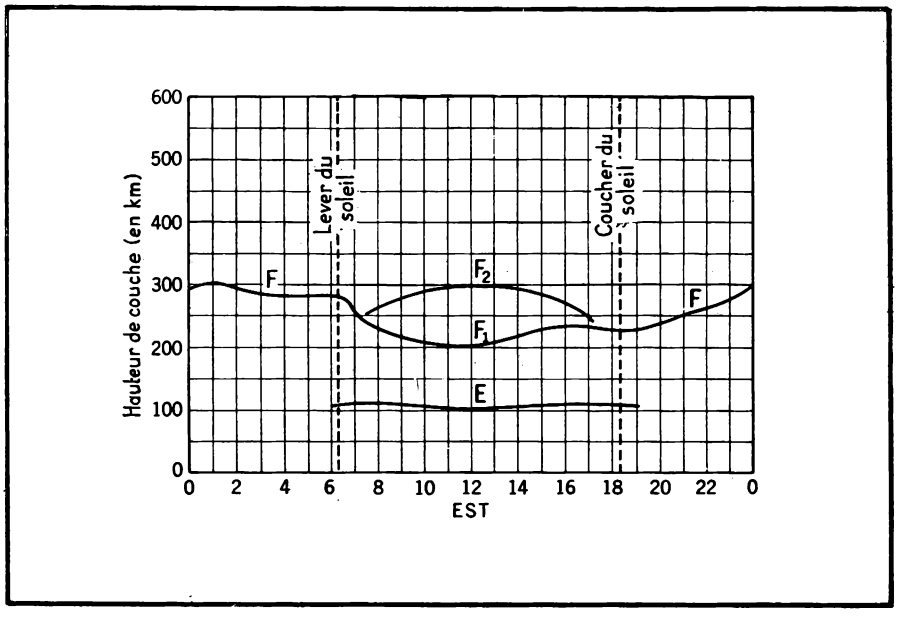


Fig. 19-8. — Hauteurs virtuelles des couches ionisées.

cette région. Les rayons ultraviolets, envoyés par le soleil, rendent l'ionisation plus intense à des altitudes moins élevées de jour que de nuit. D'autre part, la densité des particules d'air est plus grande aux altitudes faibles.

Il en résulte que l'absorption est plus grande de jour que de nuit; elle se produit surtout dans les couches D et E. Sur 1400 kHz, une sorte de résonance des électrons sous l'action du champ magnétique terrestre donne lieu à un maximum d'absorption. Dans le cas de la transmission à très grande distance, les fréquences voisines de la fréquence maximum utilisable donnent les meilleurs résultats.

Variations régulières dans l'ionosphère.

Ces variations peuvent être prévues à l'avance avec une grande exactitude. Elles sont de trois sortes : journalières, saisonnières, et celles qui correspondent aux retours périodiques des taches solaires (tous les onze ans). Toutes ces variations dépendent surtout du rayonnement solaire, et elles se traduisent par des modifications de la densité d'ionisation bien plus que par celles de la hauteur des couches. Celle-ci varie peu, sauf dans le cas de la couche F_2. Il en résulte que ce sont surtout les fréquences critiques, ainsi que le degré d'absorption, qui varient.

Les variations de la couche E sont très régulières de jour en jour et de saison en saison, et dépendent, presque exclusivement, de la position du soleil. Quand le soleil est au zénith, la densité d'ionisation est maximum, comme l'indique la valeur élevée de la fréquence critique de cette couche. La fréquence critique est ainsi plus élevée de jour que de nuit, et plus élevée en été qu'en hiver. De même, les périodes d'activité des taches solaires coïn-

cident avec celles où la densité d'ionisation est la plus grande; l'absorption de la couche E et sa fréquence critique sont alors les plus élevées.

Les changements périodiques des caractéristiques de l'ionosphère peuvent être prévus avec beaucoup de précision. Les courbes de variations journalières et saisonnières sont très régulières, de sorte que des tables où figurent les prévisions des fréquences maxima utilisables peuvent être publiées de mois en mois. La figure 19-7 représente un graphique analogue à ceux qui sont publiés. Il indique les fréquences maxima utilisables, en fonction de la distance, dans le cas d'une seule réflexion. En se basant sur ces graphiques, des tableaux chronologiques d'utilisation des fréquences disponibles peuvent être établis pour chaque liaison particulière. Les différentes prévisions sont basées sur les mesures de la hauteur des couches et des fréquences critiques, effectuées régulièrement par le Bureau des Standards à Washington. Les résultats de ces mesures sont également consignés sous la forme de graphiques (voir la fig. 19-8).

Évanouissements.

On donne le nom d'évanouissement ou de *fading* aux variations indésirables de l'intensité du champ au point de réception; ces variations sont dues aux variations de la hauteur des couches ionosphériques, ainsi qu'à celles de leur densité d'ionisation. Considérons le croquis de la figure 19-9; un émetteur est situé en A; l'onde directe chemine suivant le trajet A B C; les lignes brisées A E G et A D C F G représentent les ondes d'espace réfléchies par les couches E et F, respectivement. Le signal reçu en C résulte de la composition de l'onde de surface et de l'onde indirecte A D C, qui seront en phase ou en opposition de phase, suivant leur différence de marche (différence des distances parcourues). En phase, elles s'ajoutent et donnent un signal fort; en opposition, elles donnent un signal faible. Comme la différence de marche dépend de la hauteur de la couche F, les petites variations de celle-ci entraînent le passage de la concordance des phases à leur opposition, d'où une très grande variation de l'intensité du signal.

Le fading peut aussi être produit par l'interférence de deux ondes indirectes ayant suivi des chemins différents. C'est le cas du point G de la figure 19-9; l'un des signaux y arrive après une seule réflexion, l'autre après deux réflexions. Les évanouissements sont dus aux petites variations de la hauteur des deux couches ionosphériques.

Un signal modulé occupe une certaine bande de fréquences et le fading peut affecter une partie seulement de cette bande; il en résulte une distorsion caractéristique du signal reçu, connue sous le nom de *fading sélectif*.

Le fading peut être lent ou rapide, suivant la nature des variations ionosphériques qui le provoquent. Les variations régulières (journalières ou saisonnières) ne sont pas considérées comme cause de fading, car elles sont extrêmement lentes. Le fading proprement dit est dû aux variations irrégulières.

De celles-ci, l'une des plus redoutables est celle qui provient d'une ionisation soudaine et intensive de la couche D, ionisation due au rayonnement solaire, et provoquant un accroissement rapide de l'absorption des ondes indirectes sur toutes les fréquences. Les signaux émis sur les fréquences supérieures à 1,5 MHz s'évanouissent brusquement et la propagation ne redevient normale qu'après un laps de temps allant de 10 mn à 1 h ou plus.

Une autre variation irrégulière de l'ionosphère est connue sous le nom d'orage ionosphérique. Pendant un tel orage la propagation devient très instable; toutes les fréquences dépassant 1,5 MHz environ sont mal reçues.

Dans la bande de la radiodiffusion l'onde indirecte est généralement affaiblie de nuit, mais il arrive quelquefois qu'elle soit au contraire renforcée. La durée de ces orages est d'un à deux jours pour les fréquences élevées, et va jusqu'à plusieurs semaines pour les fréquences faibles.

Suppression du fading.

Il existe plusieurs moyens de réduire les évanouissements, de manière à rendre l'écoute possible. Le plus courant est la *commande automatique de sensibilité,* que nous avons décrite au chapitre XIII. Mais c'est une solution

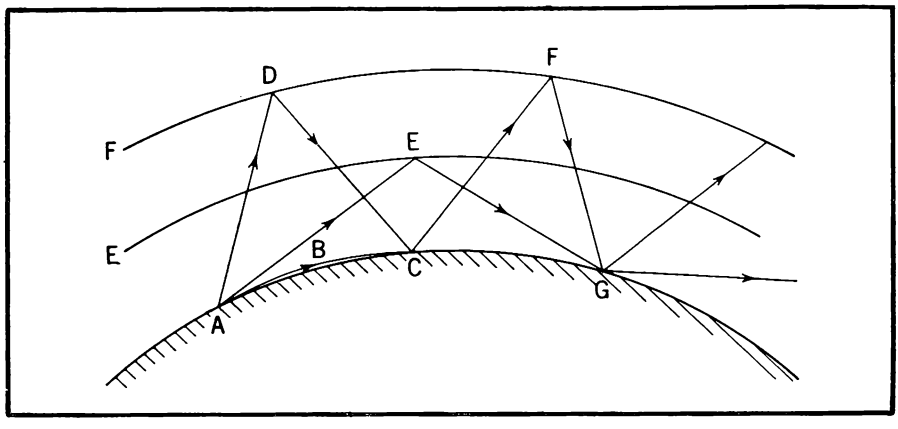


Fig. 19-9. — Interférences entre les ondes ayant suivi des trajets différents.

partielle, car certains évanouissements réduisent le signal à une valeur inférieure au bruit de fond du récepteur, de sorte que son amplification devient inopérante. D'autre part, la commande automatique de sensibilité est sans effet sur le fading sélectif, car elle ne peut évidemment pas corriger la distorsion B. F. que celui-ci provoque.

Le meilleur moyen de réduire le fading consiste à utiliser le fait qu'en deux points distincts, le fading ne se produit presque jamais en même temps. On place donc deux ou plusieurs antennes en des endroits distants de plusieurs longueurs d'onde les uns des autres, et il est rare que le signal résultant de la superposition dans le récepteur (celui-ci est complexe, car il doit combiner les différents signaux reçus avec des relations de phase correctes) des champs captés par les différentes antennes, ne soit pas suffisant. On peut aussi baser la réduction du fading sur le fait que les signaux reçus par des antennes verticales et horizontales ne s'évanouissent généralement pas en même temps (voir système « diversité », décrit dans le chapitre XIII).

En radiotélégraphie, on utilise quelquefois le phénomène du fading sélectif pour parvenir au même résultat. On sait que des signaux qui ne sont distants que de 500 à 1000 cycles ne s'évanouissent pas en même temps. On module donc à une fréquence de 500 ou 1000 cycles la porteuse de l'émetteur, et c'est cette porteuse modulée que l'on manipule. Le signal étant transmis par les fréquences latérales aussi bien que par la porteuse elle-même, on comprend qu'un tel signal de radiotélégraphie soit moins affecté par le fading qu'un signal non modulé.

Parasites atmosphériques et industriels.

Quand un récepteur est accordé sur un signal relativement faible, on entend, en plus de celui-ci, un certain volume de bruits divers, qui sont d'origine atmosphérique ou industrielle, et qui déterminent le seuil au-dessous duquel un signal ne peut pas être reçu utilement.

Parasites atmosphériques.

Ces parasites sont dus, comme leur nom l'indique, aux perturbations atmosphériques, principalement aux orages; leur énergie est répartie sur presque toute l'étendue du spectre radio-électrique. Cette énergie décroît avec la fréquence, de sorte que, gênants sur ondes longues, ils sont pratiquement négligeables sur ondes ultra-courtes. Les atmosphériques sont des signaux radio-électriques d'origine naturelle et ils se propagent suivant l'ensemble des lois qui ont été énoncées plus haut. Réfléchis par l'ionosphère dans certaines conditions, ils peuvent être entendus à de très grandes distances de l'endroit où ils sont produits. Une grande partie des atmosphériques captés par un récepteur proviennent de régions quelquefois très éloignées; ils s'ajoutent à ceux qui sont d'origine locale.

L'onde indirecte est très atténuée de jour, dans la gamme de la radiodiffusion et sur les longueurs d'onde plus élevées. Il en résulte que peu d'atmosphériques, sur ces longueurs d'onde, viennent de loin; la plupart sont d'origine locale (de jour). Par contre, de nuit, l'onde indirecte est moins atténuée et le niveau des atmosphériques est généralement plus élevé que de jour. Dans la gamme des ondes courtes le niveau des atmosphériques est très faible. L'atténuation étant très faible sur les ondes courtes (de jour), les atmosphériques reçus peuvent provenir d'un point très éloigné.

Dans la gamme comprise entre 9 et 21 MHz il subsiste un certain niveau de bruit en l'absence de tout parasite atmosphérique ou industriel. On suppose que ce bruit vient d'une région éloignée de l'espace, de la Voie Lactée probablement. Dans cette gamme de fréquences, et lorsque l'endroit de réception est convenablement choisi, cette forme de bruit constitue la seule perturbation atmosphérique et c'est elle qui détermine le seuil de réception.

Au-dessus de 30 MHz l'énergie n'étant plus réfléchie par l'ionosphère, les atmosphériques distants n'atteignent pas le récepteur. Il n'y a donc pas d'atmosphériques sur ces fréquences, à l'exception de ceux qui proviennent des orages locaux.

Parasites industriels.

Les appareils électriques les plus divers, tels que les systèmes d'allumage, les appareils de diathermie, les lignes d'énergie, les moteurs et générateurs, produisent des perturbations gênantes dans les récepteurs. On peut dire que presque toutes les machines qui engendrent une étincelle électrique constituent une source probable de parasites industriels. Ces parasites se propagent ensuite le long des lignes électriques connectées à l'appareil qui les produit, et arrivent ainsi directement au récepteur, ou encore sont rayonnés au voisinage de l'antenne, qui les capte en même temps que le signal utile.

Ces bruits parasites peuvent être de deux types : les craquements et les bruits de friture. Les premiers sont produits par des étincelles électriques séparées qu'engendrent les systèmes d'allumage, les éclateurs des lignes d'énergie, les contacts des commutateurs, les clés de manipulation, etc. Les parasites à bruits de friture proviennent des sources à action continue, telles que les étincelles au collecteur des moteurs à courant continu et des moteurs-série à courant alternatif.

Dispositifs d'antiparasitage.

Il existe plusieurs procédés de réduction des parasites, suivant la nature de ceux-ci. Le meilleur moyen de supprimer un parasite, c'est évidemment de l'éliminer à sa source (si cela est possible). Un filtre approprié, placé sur la ligne, à l'entrée de l'appareil générateur des parasites, éliminera ceux-ci, ou réduira très fortement leur valeur. Un filtre simple consiste en un condensateur de 0,1 μF placé en parallèle sur la ligne, à l'entrée de l'appareil, ou, dans certains cas, deux condensateurs de 0,1 μF en série, avec leur point milieu à la masse. Si les condensateurs seuls ne suffisent pas, il faut leur adjoindre des bobinages d'arrêt disposés en série avec la ligne. Les valeurs des bobinages et des condensateurs sont déterminées expérimentalement. Un filtre placé à l'entrée du récepteur contribue quelquefois à la réduction du bruit.

Cependant, dans la plupart des cas, il n'est pas possible d'éliminer les parasites à leur source, de sorte qu'il faut les combattre par d'autres moyens. Les atmosphériques et les bruits de friture seront moins gênants si la sélectivité du récepteur est accrue. En effet, l'énergie de ces parasites étant étalée sur une bande de fréquences assez large, elle pénétrera d'autant moins dans le récepteur que la bande de celui-ci sera plus étroite. On emploie, à cet effet, des filtres à quartz qui réduisent efficacement le niveau des parasites. Quand ceux-ci proviennent d'une direction bien définie, l'emploi d'une antenne directive permet de réduire très fortement les effets perturbateurs.

La nature particulière des parasites à craquements exige des dispositifs de protection différents de ceux qui viennent d'être mentionnés. Ces parasites sont d'une durée extrêmement courte, et les intervalles de temps qui les séparent sont relativement longs. L'énergie de chaque impulsion, et par conséquent aussi la violence de la perturbation, dépendra de son amplitude et de sa durée. Pour perturber la réception, l'amplitude de l'impulsion doit être plus forte que celle du signal.

Le circuit protecteur le plus simple est le limiteur B. F., utilisé uniquement à la réception des signaux télégraphiques. Etant donné que les craquements de grande amplitude produisent dans le haut-parleur, ou dans le casque, des perturbations qui durent beaucoup plus longtemps que ces impulsions elles-mêmes, il suffit de diminuer leur amplitude pour réduire leurs effets. Les circuits utilisés comportent une triode fonctionnant avec une tension anodique très faible (de l'ordre de 8 à 10 V), des pentodes avec une tension d'écran faible également (30 à 40 V), et des diodes polarisées, placées en parallèle sur la sortie, et qui court-circuitent tout signal dont la valeur dépasse la tension de polarisation. Les limiteurs B. F. ne sont pas très efficaces quand l'amplitude du signal perturbateur est faible et, de toute façon, ne peuvent être employés dans la réception radiotéléphonique à cause de la distorsion qu'ils introduisent.

Les récepteurs à changement de fréquence sont souvent munis d'un dispositif protecteur basé sur le fait que la durée des parasites à craquements étant extrêmement courte, l'intelligibilité du signal reçu ne souffrira pas si on rend le récepteur passif pendant la durée de l'impulsion perturbatrice.

Deux types de circuits sont employés, tous deux basés sur l'action d'une diode. Dans l'un, un circuit à faible impédance dérive le parasite vers la masse. Dans l'autre, le circuit de la diode est disposé de façon à arrêter l'amplificateur B. F. pendant la durée de l'impulsion.

Un autre système emploie un circuit de commande automatique de sensibilité, à faible constante de temps (c'est-à-dire à action rapide), agissant sur l'amplificateur M. F. de façon à réduire la sensibilité du récepteur pendant la durée du parasite. Ce système est efficace contre les perturbations brèves;

employé dans les récepteurs équipés de filtres à quartz, il permet la réduction des différents types de parasites.

Nous avons mentionné les filtres à quartz, employés pour accroître la sélectivité des récepteurs. Un quartz, taillé de façon à présenter les caractéristiques d'un circuit résonnant à coefficient de surtension élevé, peut être substitué aux circuits ordinaires à inductance et capacité dans les amplificateurs M. F. des récepteurs à changement de fréquence. La sélectivité est ainsi très fortement augmentée. On a étudié des circuits permettant de la faire varier; d'autres circuits permettent d'éliminer les stations brouilleuses sur les fréquences voisines.

Propagation des ondes ultra-courtes.

Sur les fréquences supérieures à 30 MHz environ, l'onde d'espace n'est plus réfléchie par l'ionosphère. D'autre part, la propagation par onde de surface n'est pas possible, même en polarisation verticale. En effet, sur ces

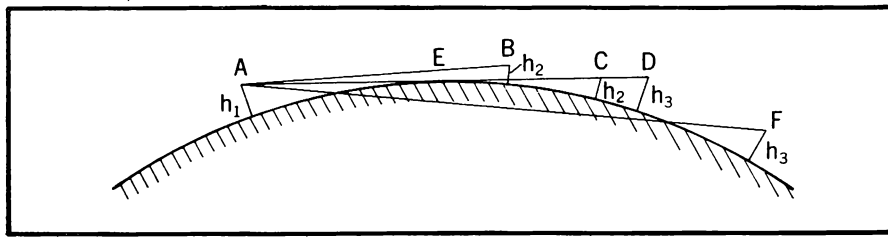


Fig. 19-10. — Propagation par rayons directs des ondes ultra-courtes.

fréquences, les ondes polarisées verticalement, aussi bien que celles qui sont polarisées horizontalement, sont court-circuitées par le sol conducteur (aux fréquences moins élevées, seules les ondes polarisées horizontalement sont court-circuitées).

En conséquence, la transmission sur ces longueurs d'ondes s'effectue en visibilité directe, suivant la ligne droite joignant l'émetteur au récepteur. Les résultats sont d'autant meilleurs que la hauteur des antennes d'émission et de réception est plus grande. La hauteur des antennes détermine la portée maximum possible de la liaison, compte tenu de la courbure de la terre (les effets de diffraction et de réfraction seront discutés plus loin). La figure 19-10 montre le rayon direct partant de l'antenne d'émission A (hauteur h_1) et reçu par l'antenne de réception B (hauteur h_2). Si on éloigne l'antenne de réception, on atteint le point C où le rayon direct est tangent à la surface de la terre. La distance A C représente la distance maximum pour laquelle une liaison en visibilité directe est encore possible entre les antennes de hauteurs h_1 et h_2. Mais il est clair qu'en augmentant la hauteur des antennes on augmente cette distance. Avec une antenne de réception de hauteur h_3 la distance maximum sera égale à A D. Cette antenne placée en F ne recevra pas de signal direct.

Rayons directs et rayons réfléchis.

Quand l'émetteur et le récepteur sont en visibilité directe, le signal reçu résulte de la composition de l'onde directe (A C de la fig. 19-11) et de l'onde réfléchie par la surface de la terre (A B C de la fig. 19-11). Ces deux

ondes se renforcent ou se neutralisent au point de réception, suivant leurs phases respectives. La composition des ondes déphasées ou en concordance de phase a été indiquée sur la figure 9-3. L'onde réfléchie subit au point de réflexion un déphasage de 180°. Ce déphasage se produit toujours pour les ondes polarisées horizontalement. Pour les ondes polarisées verticalement, il n'a lieu que lorsque la fréquence est très élevée.

La relation de phase des ondes directes et réfléchies dépend de leur différence de marche. Quand les distances parcourues par les deux ondes sont les mêmes (différence de marche nulle), ce qui advient quand les antennes sont près du sol, les ondes reçues sont en opposition de phase à cause de la rotation de 180°, due à la réflexion. Mais si le trajet de l'onde réfléchie est plus long d'une demi-longueur d'onde, les deux ondes arrivent en phase. Elles arrivent aussi en phase quand la différence de marche est égale à trois demi-longueurs d'onde, cinq demi-longueurs d'onde, etc. On peut donc dire que l'onde directe et l'onde réfléchie sont en phase au point de réception quand la différence de marche est égale à un nombre impair de demi-longueurs d'onde. Elles sont en opposition de phase quand le nombre

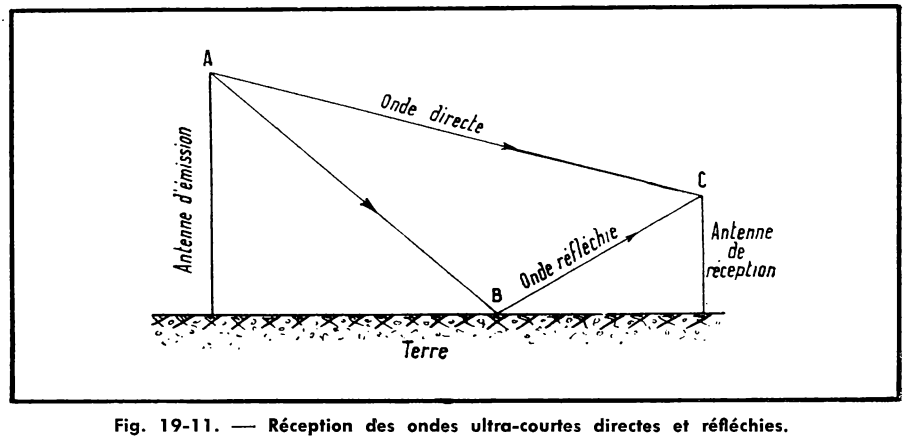


Fig. 19-11. — Réception des ondes ultra-courtes directes et réfléchies.

de demi-longueurs d'onde est pair. On a avantage à placer les antennes d'émission et de réception de façon que, compte tenu de leurs hauteurs et de la distance qui les sépare, les deux ondes arrivent en phase au point de réception.

Diffraction et réfraction.

L'expérience a montré que les ondes peuvent être reçues légèrement au-delà de la portée optique. On explique ce fait par le phénomène de la *diffraction* et celui de la *réfraction* des ondes électromagnétiques. Celles-ci peuvent être diffractées, c'est-à-dire incurvées par l'obstacle qu'elles rencontrent, de la même manière que le sont les ondes sonores ou optiques. Le degré de diffraction dépend de la dimension de l'obstacle relativement à la longueur d'onde. Si l'obstacle est très grand par rapport à la longueur d'onde, la diffraction sera faible. C'est le cas, presque toujours, pour les ondes optiques. Dans le cas des ondes sonores, ou la longueur d'onde peut atteindre plusieurs mètres, la diffraction se produit autour d'un grand nombre d'objets. Dans le cas des ondes radio-électriques, si leur longueur d'onde est suffisamment élevée, elles contournent la plupart des objets qu'elles rencontrent. Mais

quand leur longueur d'onde est très courte, le degré de diffraction devient faible, car la plupart des obstacles sont grands par rapport à cette longueur d'onde. Toutefois, cette diffraction est suffisante pour permettre la réception des signaux à plusieurs kilomètres au-delà de la portée optique.

La *réfraction* des ondes électromagnétiques est le résultat des variations de la densité de l'air en fonction de l'altitude, ainsi que des variations de température, de pression et de teneur en vapeur d'eau. La réfraction tend à incurver vers la terre les trajectoires des ondes et son effet est analogue à celui des couches ionosphériques. L'accroissement de portée dû à la réfraction peut être considéré comme équivalant à celui qui serait provoqué par un accroissement du rayon de la terre de 20 à 35 %. Les signaux reçus grâce à la réfraction ne sont pas aussi stables que ceux dus aux rayons directs, car de petites variations des conditions atmosphériques modifient les rayons réfractés et produisent des évanouissements.

Ondes troposphériques.

Si la propagation des ondes radio-électriques était strictement réduite aux divers modes envisagés jusqu'ici, la réception des ondes ultra-courtes serait impossible au-delà d'une distance dépassant de quelque 50 % la portée visuelle. Néanmoins, comme beaucoup de possesseurs de récepteurs de télévision l'ont observé, il arrive que des signaux provenant de distances beaucoup plus grandes soient captés, avec une puissance parfois considérable. Il est certain que de telles réceptions ne sont pas régulières : elles dépendent des conditions météorologiques, et elles sont le résultat de ce qu'on nomme la *propagation troposphérique*.

La troposphère est la région de l'atmosphère où se forment les nuages. Elle s'étend de la surface du sol à une hauteur d'environ 10 km. Dans cette zone, la température décroît avec l'altitude, jusqu'à un minimum de l'ordre de — 50° C. Au-dessus s'étend la stratosphère, où la température demeure constamment aux environs de ce chiffre. Dans la troposphère, l'air a une constante diélectrique (par rapport au vide) légèrement supérieure à l'unité à la surface du sol, et qui décroît jusqu'à l'unité aux grandes altitudes où la densité atmosphérique approche de zéro.

La constante diélectrique de l'air sec est légèrement supérieure à l'unité, et la présence de vapeur d'eau l'accroît, de sorte que sa valeur est variable selon le temps qu'il fait. Dans des conditions normales, c'est-à-dire non perturbées, cette valeur décroît régulièrement comme il a été expliqué ci-dessus. Alors, les ondes qui se propagent dans la troposphère sont légèrement réfractées vers le sol, avec une faible augmentation de la portée, comme on l'a vu. Mais ces conditions « normales » sont théoriques, en ce sens qu'elles ne sont jamais réalisées de manière absolue. Le plus souvent l'air est brassé par des courants, ou encore des couches superposées se forment, avec des températures et des degrés hygrométriques différents. Dans le premier cas, les ondes rencontrent des « poches » d'air qui les dispersent, et il arrive que cette dispersion produise des réceptions à longue distance. Dans le second, les ondes peuvent être fortement réfractées, ou réfléchies à la surface des couches, comme dans un guide d'ondes, soit entre deux couches, soit entre une seule et la surface du sol. Il peut alors arriver que la réception soit très forte à des distances de plusieurs centaines à plusieurs milliers de kilomètres.

De telles stratifications de l'atmosphère se produisent généralement au-dessus de grandes surfaces continentales plates, et assez régulièrement au-dessus des mers, tandis que les régions montagneuses sont plus sujettes aux courants tourbillonnaires. En outre, rappelons-le, tous ces phénomènes de propagation dépendent surtout des conditions météorologiques.

Propagation par dispersion.

La possibilité de recevoir des ondes très courtes à d'assez longues distances est connue depuis des années — notamment depuis que Marconi, en 1932, réussit des liaisons sur 500 MHz à une distance de 240 km. Néanmoins, ce n'est que récemment qu'on a établi la possibilité de liaisons *sûres*, en faisant appel à des puissances suffisamment élevées, au moyen desquelles on obtient en V. H. F. et U. H. F. des portées de 150 à 1500 km d'une manière régulière. On a donné à ce phénomène l'explication d'ailleurs hypothétique d'une dispersion; car, bien que l'on ne sache pas exactement ce qui se passe, on croit que deux choses se produisent : une dispersion dans la couche E de l'ionosphère, et une dispersion troposphérique du mode exposé plus haut, due à des poches ou stratifications. On a aussi émis l'hypothèse que celles-ci pourraient se situer à la partie inférieure de l'ionosphère, ou encore qu'une réflexion partielle pouvait se produire sur les poussières météoriques qui arrivent continuellement en quantité dans les couches supérieures de l'atmosphère, et y produisent des traînées ionisées. On sait que la dispersion ionosphérique permet des liaisons sur des fréquences d'environ 25 à 60 MHz à des distances de 1000 à 1800 km. Aux fréquences supérieures à 60 MHz, l'importance de cette dispersion diminue, mais la dispersion troposphérique reste effective de 100 à au moins 10 000 MHz. A cause de la grande atténuation que subit le signal, on ne se sert de ces phénomènes que pour des liaisons entre des points déterminés, et pour des relais de radio ou de télévision dans les cas où il est possible d'employer des émetteurs de grande puissance et des antennes à gain très élevé tant à l'émission qu'à la réception.

Résumé du chapitre sur la propagation des ondes radio-électriques.

Fréquences faibles (de 50 à 550 kHz).

Sur les fréquences inférieures à celles de la gamme de la radiodiffusion, l'onde de surface est très peu atténuée et peut être utilisée pour les communications à grande distance (jusqu'à 2000 km, et même plus loin). Les signaux sont très stables et n'accusent pas de variations journalières ou saisonnières. Aux grandes distances l'onde indirecte devient plus importante que l'onde de surface; elle est légèrement affectée par les fluctuations de l'ionosphère. L'atténuation de l'onde indirecte est moins forte de jour que de nuit, mais quand la fréquence est plus élevée, l'atténuation est faible, même de jour. La transmission par l'onde indirecte est satisfaisante, sur ces fréquences, de 750 jusqu'à 12 000 km de distance. Vers la limite supérieure de cette bande, c'est-à-dire au voisinage de la gamme de la radiodiffusion, l'onde indirecte est sensiblement atténuée de jour, de sorte qu'elle n'est utile que de nuit.

Fréquences de radiodiffusion (550 à 1600 kHz).

Dans cette gamme, la portée de l'onde de surface varie entre 80 km pour les fréquences supérieures de la gamme, et environ 300 km pour les fréquences inférieures (elle dépend aussi de la puissance de l'émetteur). La réception de l'onde indirecte n'est pas possible de jour, étant donné l'absorption très forte de cette onde par les couches E et F. De nuit, la réception de l'onde indirecte est bonne aux distances allant de 150 à

5000 km. De nuit également, il existe généralement une zone où les ondes, directe ou indirecte, ont approximativement la même amplitude; cette zone est affectée par un fading violent. Au-delà d'une certaine distance, seule l'onde indirecte est reçue, mais une certaine tendance au fading subsiste à cause des variations ionosphériques. L'absorption de l'onde indirecte croît avec la fréquence jusqu'à 1400 kHz; sur cette fréquence elle est maximum, au-delà elle diminue à nouveau.

Fréquences élevées (de 1600 kHz jusqu'à 30 MHz).

L'atténuation de l'onde de surface aux fréquences supérieures à 1600 kHz est si forte que, pratiquement, elle n'est utilisée que dans les liaisons à très courte distance (de l'ordre de 20 km). L'onde indirecte est presque exclusivement employée et les liaisons, sans être parfaitement sûres, sont possibles sur des portées atteignant 20 000 km. Dans cette gamme, l'absorption diminue avec la fréquence, de sorte que plus la fréquence est élevée, plus l'efficacité de la liaison est grande. On a donc intérêt à se rapprocher de la fréquence maximum utilisable (définie plus haut); toutefois, les variations de l'ionosphère affectent beaucoup la transmission sur cette fréquence. On aura intérêt à utiliser les fréquences situées entre 50 et 85 % de la fréquence maximum utilisable pour la distance donnée (et au moment considéré). Dans les communications à courte distance (de l'ordre de quelques centaines de kilomètres) utilisant l'onde indirecte, la fréquence doit être inférieure à la fréquence critique pour la couche qui renvoie l'onde, car celle-ci attaque la couche ionosphérique sous une incidence presque verticale.

Ondes ultra-courtes (fréquences supérieures à 30 MHz).

Au-delà de 30 MHz, il n'y a plus de propagation par onde de surface, ni de réflexion dans l'ionosphère; la réception n'est possible que lorsque les antennes d'émission et de réception sont en visibilité directe. Des interférences se produisent entre les rayons directs et réfléchis (par le sol), de sorte que le signal est fort ou faible suivant la distance de l'émetteur. Cependant, ces signaux sont très stables et la gêne apportée par les parasites atmosphériques est négligeable. Aux distances dépassant la portée optique, la propagation est due aux phénomènes de diffraction et de réfraction. Le signal réfracté dépend des variations de l'atmosphère et est sujet au fading. Dans certains cas, la présence sporadique de la couche E provoque des réflexions dans l'ionosphère et permet la réception à grande distance des fréquences allant jusqu'à 60 MHz. Mais la transmission n'est possible qu'entre certaines localités et pendant de courtes périodes seulement.

Au-delà de la zone de visibilité directe, où de faibles puissances suffisent aux liaisons sûres et régulières, il est possible d'obtenir des résultats constants à des distances pouvant parfois dépasser 1500 km, en faisant appel à de grandes puissances d'émission et à des antennes d'émission et de réception de grandes dimensions.

CHAPITRE XX

LES ANTENNES

Rôle des antennes.

En général, le rôle d'un système rayonnant est double : 1° rayonner efficacement l'énergie qui lui est fournie par l'émetteur ; 2° diriger cette énergie dans les directions où le signal doit être reçu, et supprimer ou réduire fortement le rayonnement dans les directions où le signal n'est pas désiré. Une antenne simple peut parfaitement assurer la première fonction; pour la seconde, des systèmes d'aériens quelquefois très complexes sont nécessaires.

Les antennes appartiennent à deux grandes catégories : celle des *antennes éloignées du sol* et celle des antennes dont *une extrémité est à la terre* (à travers la sortie de l'émetteur, à travers la bobine de couplage ou à l'extrémité de la ligne de transmission H. F. qui les alimente). L'antenne isolée dans l'espace est placée à une hauteur appréciable au-dessus du sol, elle peut être verticale ou horizontale; on l'emploie surtout aux fréquences supérieures à 2 MHz. Aux fréquences inférieures à 2 MHz, c'est l'antenne de la deuxième catégorie qui est généralement employée, car la longueur d'onde devient si considérable que les dimensions d'une antenne efficace et isolée dans l'espace deviennent rapidement prohibitives. Les antennes avec une extrémité à la terre sont utilisées sur les ondes très courtes dans certaines applications spéciales; citons les antennes d'avion, où l'avion lui-même joue le rôle de la terre.

Antenne demi-onde isolée dans l'espace.

Quand on emploie une antenne de la première catégorie, c'est le plus souvent une antenne demi-onde. L'antenne est alors accordée à la résonance et son impédance d'entrée est égale à une résistance pure, dite résistance de rayonnement. La distribution du courant et de la tension (voir la fig. 20-1) est analogue à celle que l'on observe à l'extrémité d'une ligne de transmission ouverte. Nous verrons les avantages de cette distribution plus loin. Le courant est nul (nécessairement) aux extrémités; la tension y atteint sa valeur maximum, et elle représente la différence de tension entre les deux moitiés de l'antenne, l'une des extrémités étant positive et l'autre négative à tout instant. La distribution du courant est à peu près *sinusoïdale,* car elle est obtenue par la composition de deux ondes se propageant en sens inverses : l'onde

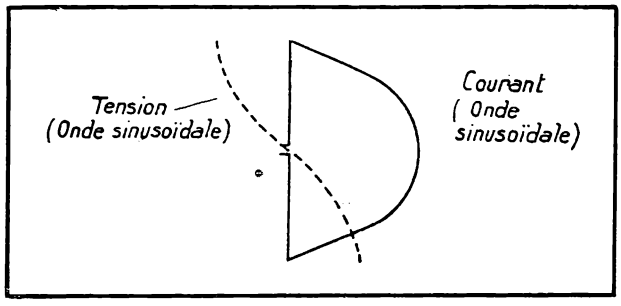


Fig. 20-1. — Distribution de la tension et du courant le long d'une antenne demi-onde isolée dans l'espace.

directe et l'onde réfléchie à l'extrémité de l'antenne (voir la fig. 9-5). L'onde de tension est sinusoïdale également, et son nœud se situe au centre de l'antenne, ce point correspondant au point situé à un quart de longueur d'onde de l'extrémité de la ligne de la figure 9-5. La courbe de la répartition de la tension traverse l'axe de l'antenne au point nodal; ce mode de représentation sert à indiquer que la phase change de 180° en ce point.

Etant donné que les deux moitiés de l'antenne sont au même potentiel au point central, on peut les relier en ce point sans modifier les conditions de fonctionnement. Certes, il est toujours nécessaire d'alimenter l'antenne.

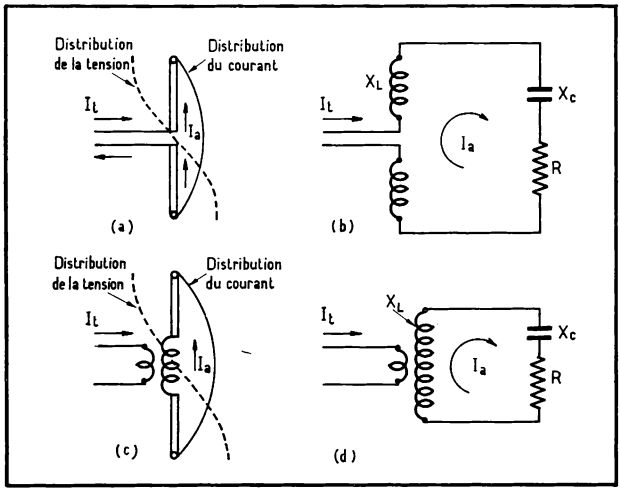


Fig. 20 - 2. — L'antenne demi-onde comparée avec le circuit résonnant parallèle.

mais on peut le faire, soit en l'attaquant directement, à partir de la ligne d'alimentation, soit en utilisant le couplage par transformateur H. F.

Une antenne demi-onde, travaillant dans ces conditions, présente de nombreuses analogies avec un circuit résonnant parallèle (fig. 20-2), qui peut être parcouru par un courant très important, alors que le courant dans la ligne qui l'alimente est faible. De même que cela a lieu dans le cas du circuit résonnant, si l'on désaccorde légèrement l'antenne, le courant (de l'onde stationnaire produite dans l'antenne) tombe brutalement à une valeur faible. Le désaccord est causé par une longueur d'antenne plus grande ou plus petite que celle qui correspond à la résonance. Si l'antenne est trop courte, c'est-à-dire si elle résonne sur une fréquence plus élevée, il suffit, pour l'accorder, d'ajouter une inductance au milieu, exactement comme dans le cas du circuit résonnant parallèle. Si l'antenne est trop longue, on peut l'accorder en insérant une capacité au point milieu.

La figure 20-2 illustre les deux principaux modes de couplage indiqués ci-dessus (car il en existe d'autres). En *a* l'antenne est directement reliée à la ligne, qui se trouve en série au centre. Evidemment, le courant débité par la ligne est alors égal au courant d'antenne I_a. Quand l'antenne, par sa longueur, est à la résonance, l'impédance d'entrée est une résistance pure d'environ 73 Ω, de sorte que la tension qui doit y être développée par la ligne est de 73 I_a. Si cette ligne a elle-même une impédance caractéristique d'environ 73 Ω, il ne s'y produira pas d'ondes stationnaires, l'antenne constituant alors pour elle une charge parfaitement adaptée. Mais si l'impédance de cette même ligne est notablement différente (par exemple 300 ou 500 Ω), l'adaptation ne sera pas obtenue, et elle deviendra le siège d'ondes stationnaires.

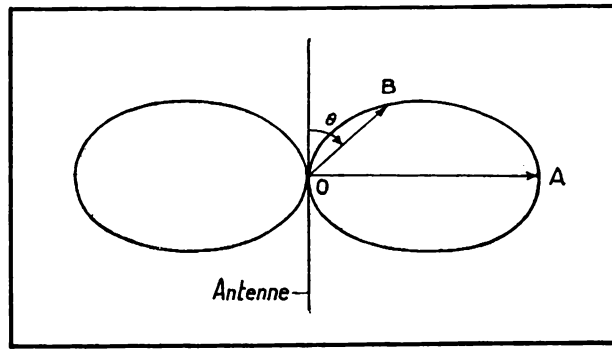


Fig. 20 - 3. — Diagramme de rayonnement d'une antenne demi-onde.

La figure 20-2*b* est le circuit résonnant équivalent. Du fait de cette résonance, la réactance inductive est annulée par la réactance capacitive, et l'impédance du circuit se limite à la résistance de rayonnement de l'antenne.

La figure 20-2 *c* représente le couplage par transformateur. Une tension est induite aux bornes d'un enroulement placé en série au centre. Dans ce cas, il est évident que l'antenne et la ligne ne sont pas nécessairement parcourues par des courants égaux. On peut, en faisant varier le rapport de transformation, obtenir une adaptation approximative pour n'importe quelle impédance de ligne. La figure 20-2 *d* donne le circuit équivalent.

Caractéristiques de rayonnement d'une antenne demi-onde.

Comme nous l'avons mentionné au chapitre IX, une antenne rayonne un champ plus fort dans le plan perpendiculaire à son axe que dans les autres directions. La caractéristique de rayonnement d'une antenne demi-onde isolée dans l'espace est tracée sur la figure 20-3. Le champ rayonné dans les différentes directions y est représenté : par définition, la distance entre le centre O du graphique et le point B, où la direction considérée rencontre la caractéristique de rayonnement, représente l'intensité du champ rayonné dans cette direction. On voit sur la figure 20-3 que le vecteur O A est deux fois plus long que le vecteur O B, ce qui signifie que le champ dans la direction O A est deux fois plus fort que celui dans la direction O B. Le champ est symétrique autour de l'axe de l'antenne, de sorte que la courbe représentée fournirait la véritable caractéristique (tri-dimensionnelle) de l'antenne, si on la faisait tourner autour de son axe.

La caractéristique de la figure 20-3 a été tracée pour une antenne verticale, et elle représente pour cette antenne le diagramme de rayonnement vertical, c'est-à-dire qu'elle indique les intensités relatives du champ pour les différentes inclinaisons zénithales. La caractéristique horizontale (qui indique les valeurs du champ pour les différents azimuts) est un cercle de rayon O A, l'antenne étant placée au centre; cette forme de caractéristique indique que le rayonnement est uniforme dans toutes les directions perpendiculaires à l'axe de l'antenne.

La même antenne disposée horizontalement aurait un diagramme horizontal identique à celui de la figure 20-3, alors que le diagramme vertical de cette antenne serait un cercle.

Antenne à la terre.

Plus la longueur d'onde croît et plus il est difficile de réaliser des antennes isolées dans l'espace. D'autre part, étant donné le rôle de l'onde directe aux fréquences peu élevées, il est nécessaire que l'antenne soit verticale.

Dans le milieu de la bande de la radiodiffusion, sur 1000 kHz par exemple, une demi-longueur d'onde est égale à 150 m. Il est évidemment très difficile de construire une telle antenne et de la disposer très au-dessus du sol. Fort heureusement, on peut employer en pareil cas une antenne quart

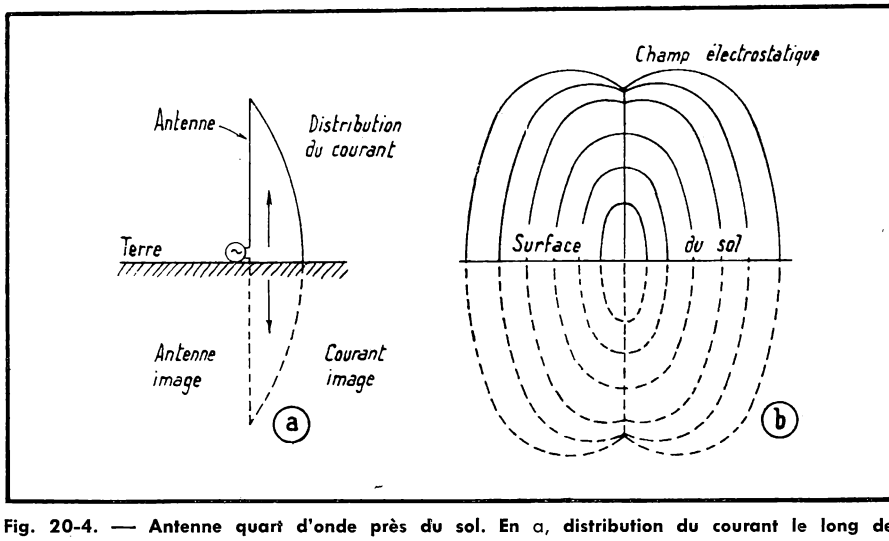


Fig. 20-4. — Antenne quart d'onde près du sol. En a, distribution du courant le long de l'antenne prolongée par son image. En b, champ électrostatique autour de l'antenne. La répartition de champ montre comment l'effet du sol peut être remplacé par celui de l'antenne-image.

d'onde (ou même plus courte si on emploie une charge inductive) et l'exciter avec une extrémité mise à la terre. Dans ces conditions, la terre joue le rôle de moitié inférieure de l'antenne demi-onde. C'est ce que nous avons représenté sur la figure 20-4 où la partie inférieure de l'antenne a été remplacée par l'*image* de la partie supérieure. On peut procéder ainsi, car si l'on considère que le sol constitue un plan parfaitement conducteur, la distribution des lignes de force du champ électrique autour de l'antenne sera celle de la figure 20-4 *b*, qui correspond à une antenne demi-onde isolée dans l'espace. Par conséquent, pour étudier le fonctionnement d'une antenne près

du sol, il suffit de remplacer celui-ci par l'image de l'antenne et d'examiner le rayonnement de l'antenne ainsi complétée comme si elle était isolée dans l'espace (c'est-à-dire éloignée de la surface du sol).

Si on considère le comportement de l'antenne du point de vue de la distribution du courant, on peut remarquer que l'intensité du champ électrique (en un point P suffisamment éloigné de l'antenne), *due à un segment quelconque de l'antenne,* est proportionnelle à l'intensité du courant qui le traverse. Le champ électrique total en ce point P est égal à la somme des champs électriques produits à ce point par les divers segments.

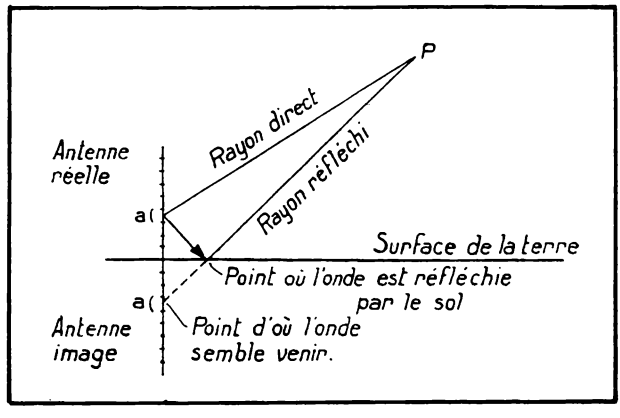


Fig. 20 - 5. — Antenne verticale près du sol. Celui-ci peut être remplacé par l'antenne-image pour mettre en évidence l'onde réfléchie.

On voit sur la figure 20-5 que les champs au point P, dus aux divers segments tels que *a,* doivent être additionnés à ceux qui atteignent le point P après réflexion au sol. Tout se passe, pour l'intensité du champ en P, comme si l'énergie réfléchie provenait d'une antenne qui n'est autre que l'*image* dans le sol de l'antenne considérée (l'image étant définie comme celle d'un miroir, qui donne à droite les points qui sont à droite, à gauche les points qui sont à gauche, et qui donne plus près les points rapprochés et plus loin les points éloignés).

Autres types d'antennes.

De même que les antennes demi-onde, l'antenne quart d'onde placée près du sol se comporte comme un circuit accordé sur la fréquence utilisée. Cela veut dire essentiellement que l'impédance au point d'attaque de l'antenne est une résistance pure et que, par conséquent, de part et d'autre de la longueur choisie, le courant dans l'antenne va diminuer rapidement. Toutefois, dans les cas comme celui des antennes de radiodiffusion, où il arrive qu'on soit forcé de faire usage d'une antenne plus longue ou plus courte que la longueur de résonance, il est possible d'accorder l'antenne en ajoutant en série avec elle une capacité ou une inductance. Pour des raisons d'économie, on réalise souvent des antennes de faible hauteur (de l'ordre du sixième ou du huitième de la longueur d'onde); une inductance insérée au pied de l'antenne permet de l'accorder sur la fréquence de fonctionnement.

Antennes bipolaires et unipolaires.

Les antennes constituées de deux éléments symétriques, comme celles des figures 20-1, 20-2 et 20-3, sont des antennes bipolaires, ou *dipôles.* Il est courant de nommer simplement *dipôle demi-onde* l'antenne surélevée qui est

constituée de deux sections égales, et qui, par suite de sa longueur, résonne par elle-même, comme le montre la fig. 20-1. L'antenne de la figure 20-4, dont une extrémité est mise à la terre, est une antenne unipolaire, et quand elle a la longueur convenable à la résonance, on la nomme *antenne quart d'onde*, pour la même raison évidente.

Dans la suite de ce chapitre, on rencontrera un certain nombre d'autres termes propres à diverses dispositions et emplois.

Pertes d'énergie et rendement.

Nous avons déjà montré qu'une antenne rayonne de l'énergie et qu'elle se comporte comme une résistance reliée à l'extrémité de la ligne qui l'alimente. Cette résistance porte le nom de résistance de rayonnement, mais elle n'est pas seule à intervenir. Une certaine quantité d'énergie est dissipée dans la résistance des conducteurs qui forment l'antenne (câbles, tubes ou pylônes), ainsi que dans celle de l'inductance de charge quand celle-ci est employée. Pour les différencier de la résistance de rayonnement, on groupe ces résistances sous le nom de *résistance de pertes*. Il s'y ajoute les pertes qui sont dues à la pénétration du champ électrique dans la terre (pertes diélectriques). Le rapport de la puissance rayonnée à la puissance perdue est donné par le rapport de la résistance de rayonnement à la somme des résistances de pertes. On voit donc qu'il y a intérêt à réaliser des antennes ayant une résistance de rayonnement élevée, puisque c'est celle-ci qui donne la mesure de la puissance rayonnée (c'est-à-dire utile). La résistance de rayonnement d'une antenne demi-onde est de 73 Ω environ. Si l'antenne est construite soigneusement, la résistance globale de pertes peut ne pas dépasser 1 à 2 Ω. Cela signifie que les pertes seront faibles par rapport à la puissance utile et que le rendement sera élevé. Pour une résistance de pertes égale à 2 Ω, le rendement sera :

$$\frac{\text{Puissance utile}}{\text{Puissance appliquée}} \times 100 = \frac{\text{Puissance utile}}{\text{Puissance utile} + \text{pertes}} \times 100 = \frac{73}{73 + 2} \times 100 = 97\ \%$$

Pour une antenne isolée dans l'espace, les seules pertes supplémentaires sont celles qui se produisent dans les isolateurs-supports, et les pertes par absorption, dues aux courants induits dans les masses métalliques proches de l'antenne. L'énergie ainsi perdue peut être réduite à une valeur très faible en plaçant les isolateurs aux points de bas potentiel, et en éloignant de l'antenne tout objet métallique.

Dans le cas des antennes placées près du sol, les pertes peuvent être notablement supérieures à celles de l'exemple précédent. On avait supposé que le sol était parfaitement conducteur, alors qu'en réalité il présente une résistance qui peut être élevée. Si nous considérons la figure 16-4, nous voyons que le courant qui circule à la base de l'antenne traverse également la connexion de terre, et se disperse radialement dans le sol, en atteignant (avant de rejoindre la surface) des profondeurs qui varient avec la longueur d'onde. Ces courants de terre dissipent une partie de l'énergie appliquée à l'antenne et diminuent son rendement.

Plus la hauteur de l'antenne est faible (par rapport à la longueur d'onde) et plus les pertes croissent, et ce pour trois raisons :

Plus la hauteur est faible et plus le courant doit être fort, si l'on veut que l'énergie rayonnée soit la même. Mais les pertes croissent comme le carré

du courant ($P = I^2 R$); elles atteignent donc rapidement une valeur considérable;

La résistance de la bobine d'inductance nécessaire pour accorder l'antenne dissipe, au passage de ce courant, une partie appréciable de la puissance appliquée;

Le champ électrique à la base de l'antenne croît, et avec lui les pertes diélectriques.

Terres des émetteurs.

Pour réduire les pertes dans le sol, on construit les prises de terre des émetteurs avec beaucoup de soin, surtout dans le cas des stations de radiodiffusion. Ces terres se présentent souvent sous la forme d'un ensemble de fils (fig. 20-6) distribués radialement autour de la connexion de terre (terre

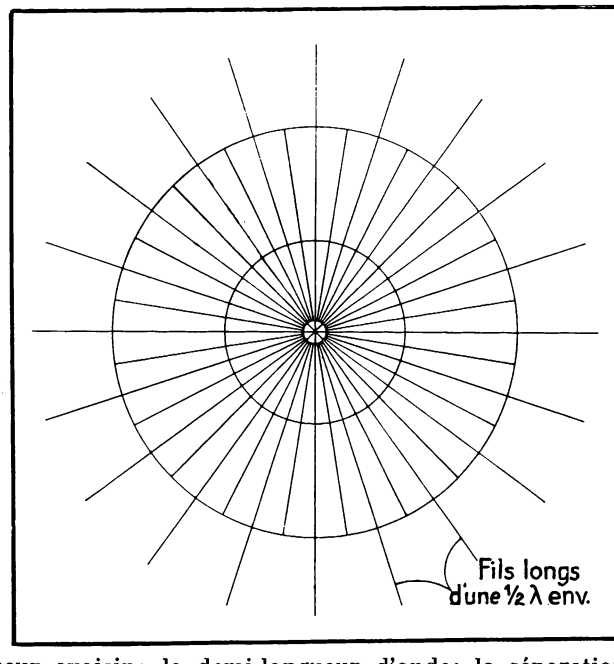


Fig. 20 - 6. — Terre en « étoile ».

en étoile). Leur longueur avoisine la demi-longueur d'onde; la séparation angulaire entre deux fils est de 3°, leur nombre s'élève donc à 120. Pour économiser du fil, un conducteur sur deux peut être légèrement plus court sans que cela affecte sensiblement les conditions de fonctionnement. Si les fils sont soudés ou brasés aux points de jonction, les pertes dans une terre de ce genre peuvent être faibles. Pour réduire les pertes diélectriques, on place quelquefois un écran sous l'antenne et on le relie à la prise de terre.

Cellules de couplage.

Des cellules de couplage sont insérées entre l'émetteur et la ligne de transmission, et entre la ligne et l'antenne (quand il n'y a pas de ligne de transmission, une cellule appropriée relie directement l'émetteur à l'antenne).

Les cellules de couplage permettent d'isoler la ligne et l'antenne des potentiels continus importants auxquels est soumis l'émetteur.

L'accord des circuits qu'elles doivent relier est rendu possible grâce aux éléments variables, condensateurs et inductances, dont elles sont équipées. Leurs bobines de couplage sont réglables également et cela facilite l'adaptation des différentes impédances en vue du meilleur transfert de l'énergie.

Il existe différents types de cellules de couplage (voir les fig. 20-7 à 20-12). Mais on peut expliquer les deux fonctions (l'accord et l'adaptation) de ces cellules en se rapportant à la cellule simple représentée sur la figure 20-7.

Accord.

Pour obtenir un courant important dans une antenne ou dans tout autre circuit présentant une réactance, il est nécessaire d'accorder ce circuit à la résonance. Nous avons montré au chapitre III que cela consistait à ajouter, dans le circuit, une réactance telle que l'ensemble des réactances inductives du circuit soit égal à l'ensemble des réactances capacitives.

La cellule de la figure 20-7 comporte deux condensateurs variables, destinés à accorder le circuit du générateur et celui de la charge. Il peut se faire que chacun de ces circuits exige un appoint d'inductance (et non de capacité) pour être accordé, mais dans ce cas, il suffit de prévoir les inductances de couplage assez grandes pour qu'elles rendent inductif l'ensemble du circuit considéré (sans les condensateurs variables), et que de la sorte on puisse obtenir l'accord au moyen de ceux-ci. Dans les installations de faible ou moyenne puissances, les condensateurs variables sont préférés aux bobinages à inductance réglable, car ils sont plus faciles à réaliser et à ajuster. Toutefois, dans certains émetteurs de grande puissance, c'est quelquefois le contraire qui se produit (les condensateurs sont fixes et les inductances variables).

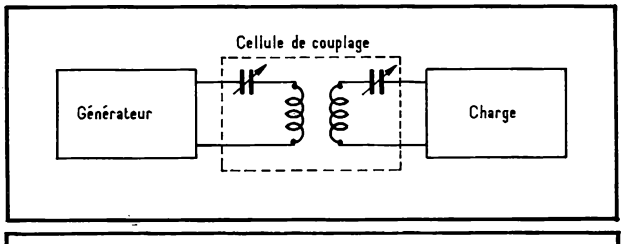


Fig. 20-7. — Cellule de couplage à accord série reliant une charge de faible impédance.

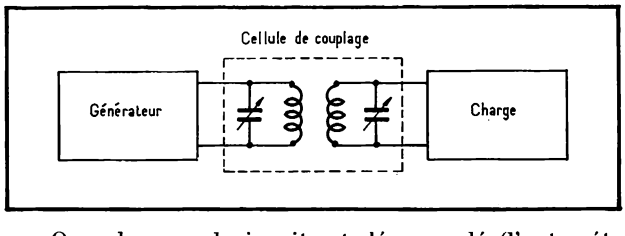


Fig. 20-8. — Cellule de couplage à accord parallèle reliant une charge de haute impédance à un générateur de haute impédance.

Quand un seul circuit est désaccordé (l'autre étant déjà réglé à la résonance), un seul élément variable est nécessaire. Deux éléments sont indispensables quand les deux circuits doivent être accordés, et quand le couplage entre eux est lâche. La définition du couplage lâche a été donnée au chapitre III, et l'on sait que dans ce cas l'accord de l'un des circuits n'influe pas sur l'autre; les deux accords peuvent être effectués séparément. Si, au contraire, le couplage est serré (supérieur au couplage critique), l'accord de chaque circuit affecte l'accord de l'autre, de sorte qu'un seul élément variable suffit pour ajuster les deux circuits à la résonance.

Il est nécessaire, toutefois, de régler également le couplage à la valeur donnant la meilleure adaptation, et ce réglage affecte à son tour l'accord des

circuits; il en résulte qu'un réglage correct de l'ensemble est assez difficile à obtenir et que ce réglage est beaucoup plus aisé avec un élément variable dans chaque circuit. Dans ce cas, on rend d'abord lâche le couplage entre les deux circuits, que l'on accorde alors séparément, après quoi il suffit d'augmenter progressivement le couplage jusqu'à ce que le courant dans le circuit secondaire soit maximum. La commodité d'un tel mode de réglage fait que deux éléments variables sont souvent prévus là où un seul serait à la rigueur suffisant.

Adaptation des impédances.

C'est la deuxième fonction des cellules de couplage. Sur la figure 20-7, la meilleure adaptation s'obtient en faisant varier le couplage entre les deux bobines. Si l'on désire (ce n'est pas toujours le cas) transmettre le maximum de puissance, on règle le couplage de façon que la résistance que présente la charge aux bornes du générateur (à travers la cellule de couplage) soit égale à la résistance interne du générateur. Nous avons montré (au chapitre VII) que cela était la condition requise pour le transfert de puissance maximum.

On peut faire varier le couplage autrement qu'en modifiant la position relative des deux bobines. Si celles-ci sont fixées sur un support commun, on peut faire varier le couplage en attaquant les bobines par des prises intermédiaires.

Les valeurs d'inductance mutuelle qui peuvent être réalisées avec les bobinages à air d'emploi courant dans les cellules d'adaptation d'antennes sont très faibles. Quand le générateur et la charge sont peu résistants, le courant nécessaire pour fournir une puissance donnée est considérable; il en résulte que le flux magnétique engendré par ce courant est élevé, et par suite induit dans le secondaire une tension suffisante.

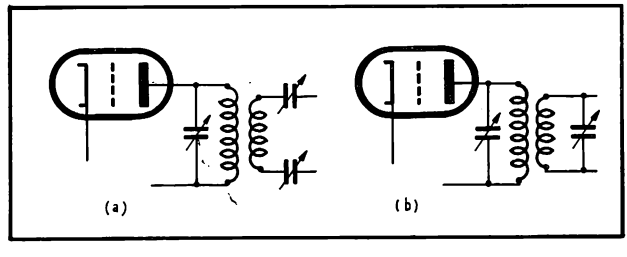


Fig. 20-9. — Couplage d'un émetteur à une ligne résonnante. En a, accord série pour l'attaque d'un point à faible impédance. En b, accord parallèle pour l'attaque d'un point à haute impédance.

Le circuit *série*, dans lequel le condensateur et la bobine sont en série avec le générateur, est satisfaisant dans ce cas. Mais quand les circuits ont une résistance élevée, les courants sont faibles et un grand nombre de spires est nécessaire pour que la tension secondaire soit suffisante. C'est le montage en parallèle de la figure 20-7 qui est alors employé. Ici le courant débité par le générateur est faible (alors que la tension qu'il produit est élevée), mais le courant qui circule dans le circuit antirésonnant primaire est considérable. Le flux magnétique engendré par ce courant induit une tension suffisante dans le secondaire. Si le circuit primaire est à haute impédance (courant faible, tension élevée), et le circuit secondaire à basse impédance, on adoptera le montage en parallèle pour le premier circuit, et le montage série pour le second.

Quelques exemples de cellules de couplage.

La figure 20-9 indique deux modes de couplage entre un émetteur et une ligne résonnante. Le circuit anodique de l'étage final est un circuit à haute

impédance, par conséquent accordé en parallèle. Du côté secondaire, on emploie l'accord série quand la ligne est attaquée en un point de basse impédance (fig. 20-9 *a*), et l'accord parallèle quand la ligne est attaquée en un point de haute impédance (fig. 20-9 *b*).

Quand on fait usage d'une ligne bifilaire apériodique, son impédance d'entrée est une résistance pure (de l'ordre de 500 Ω, le plus souvent) dont la valeur ne dépend pas de la longueur de la ligne. Les circuits de couplage de la figure 20-10 conviennent dans ce cas. Dans la variante de la figure 20-10 *a*, le condensateur est supprimé du côté secondaire, et la faible inductance qu'introduit la bobine de couplage est accordée par le réglage du primaire. Pour obtenir cet accord, un couplage serré est indispensable. Dans la variante de la figure 20-10 *b*, le même résultat est obtenu par un couplage capacitif direct. Le degré de couplage varie suivant la position des prises; quelques spires seulement entre les prises procurent un couplage lâche, un grand nombre de spires donnent un couplage serré. Les condensateurs fixes sont nécessaires pour isoler la ligne du potentiel continu anodique de l'étage final.

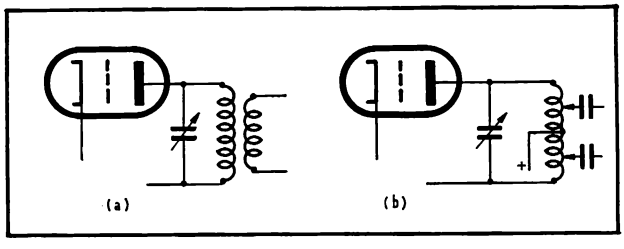


Fig. 20-10. — Couplage d'un émetteur à une ligne apériodique. En a, couplage inductif ; en b, couplage direct.

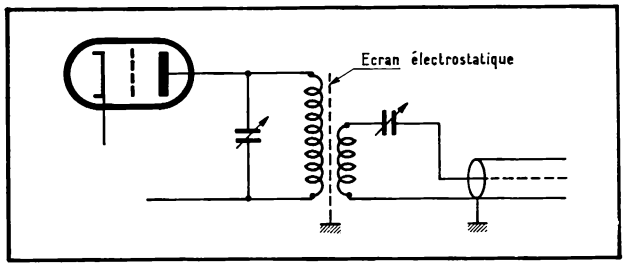


Fig. 20-11. — Couplage d'un émetteur à une ligne non équilibrée.

La figure 20-11 montre une cellule de couplage entre un émetteur et une ligne coaxiale (ou toute autre ligne non symétrique). Une telle ligne a une impédance d'entrée faible, de sorte que l'on emploie l'accord série. Un blindage électrostatique est souvent employé dans ce cas. Ce blindage permet le couplage magnétique, mais empêche tout couplage capacitif (électrostatique) entre les bobines en présence.

Couplage entre la ligne et l'antenne.

La figure 20-12 indique les différents modes de couplage entre la ligne et l'antenne. La figure 20-12 *a* représente une antenne verticale à la terre, alimentée en série. Si l'antenne est d'une hauteur inférieure à un quart de longueur d'onde, sa réactance d'entrée sera capacitive, et une inductance réglable sera nécessaire pour l'accorder. Aucun dispositif n'est prévu pour le réglage de l'adaptation. La résistance de rayonnement d'une antenne quart d'onde est de 36 Ω; elle décroît ensuite rapidement, quand la hauteur de l'antenne diminue, et n'est plus que de 13 et de 7 Ω respectivement pour un sixième et un huitième de longueur d'onde.

Il peut en résulter un sérieux écart par rapport à l'adaptation correcte, et la ligne peut ne plus fonctionner en régime d'ondes progressives. La figure 20-12 *b* représente un circuit parallèle couplant une ligne d'impédance élevée (500 Ω) à une antenne mise à la terre. La bobine insérée entre l'antenne et la terre permet d'accorder l'antenne; quant à l'adaptation, elle est obtenue en ajustant le couplage entre les deux bobines. Nous avons représenté sur la

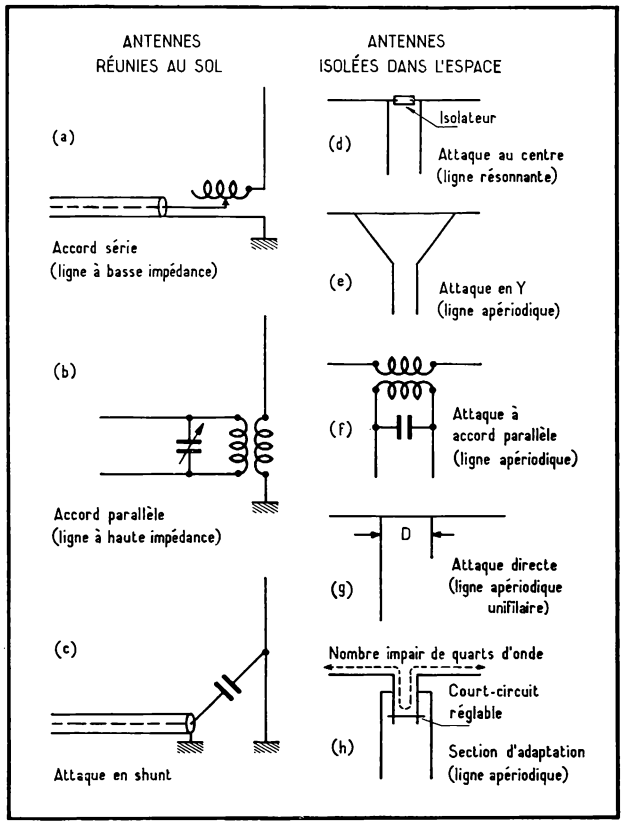


Fig. 20-12. — Méthodes de couplage des lignes de transmission aux antennes.

figure 20-12 *c* un dispositif d'attaque employé quelquefois pour les antennes de radiodiffusion. La ligne d'alimentation est connectée à l'antenne directement en un point où l'impédance est égale à l'impédance de la ligne. L'impédance de l'antenne par rapport au sol est nulle à la base et croît ensuite jusqu'au sommet (de même que sur une antenne demi-onde isolée dans l'espace, la tension, et par conséquent aussi l'impédance, est faible au centre et atteint son maximum aux extrémités).

Les figures 20-12 *d* et 20-12 *g* montrent les circuits d'attaque employés dans le cas des antennes symétriques. Dans la variante de la figure 20-12 *d*, la ligne fonctionne en régime d'ondes stationnaires à cause de la différence entre l'impédance caractéristique de la ligne (500 Ω) et l'impédance de l'antenne (73 Ω). Toutefois, la ligne étant accordée à l'entrée (côté émetteur), le seul effet de la désadaptation sera d'accroître légèrement les pertes. Si la ligne de transmission est d'une certaine longueur, cela peut être gênant, et il est alors préférable d'employer le dispositif d'attaque de la figure 20-12 *e*, où l'impédance de la ligne est adaptée à celle de l'antenne, et où la ligne

fonctionne en régime progressif. L'adaptation s'obtient ici de la même façon que dans le cas du circuit de la figure 20-12 *c*. Toutefois, la boucle ainsi créée à l'extrémité de la ligne introduit un terme inductif dans l'impédance terminale, de sorte qu'il subsiste un léger désaccord, ainsi qu'un certain pourcentage d'ondes stationnaires. La figure 20-12 *f* montre un circuit de couplage analogue à celui de la figure 20-12 *b;* ici il est facile d'obtenir l'accord et l'adaptation corrects, mais ce circuit ne convient pas pour les installations extérieures.

On peut attaquer l'antenne au moyen d'un fil simple connecté à une certaine distance du centre; cette distance est choisie de façon à obtenir une bonne adaptation et à supprimer les ondes stationnaires sur la ligne.

La figure 20-12 *h* montre un dispositif de couplage utilisant une ligne quart d'onde. La longueur totale de l'antenne (ligne quart d'onde y comprise) doit être ajustée, au moyen du court-circuit réglable, à un nombre impair de quarts d'onde. L'adaptation est obtenue en connectant la ligne de transmission à la section quart d'onde, à une distance convenable du court-circuit.

Antennes directives.

Les antennes constituent, d'une part, des radiateurs et des récepteurs d'énergie électromagnétique, et d'autre part, elles permettent de rayonner ou de recevoir cette énergie suivant certaines directions choisies. Un aérien directif comporte deux ou plusieurs antennes convenablement espacées et alimentées. A l'émission, un aérien directif envoie le rayonnement dans les directions où celui-ci est utile, et le réduit au minimum dans les directions où il serait perdu et où il pourrait provoquer des brouillages gênants. A la réception, l'aérien directif permet d'éliminer les signaux indésirables venant des directions autres que celle du signal utile.

Directivité d'une antenne linéaire simple.

Une antenne linéaire alimentée par le centre, et composée d'un seul fil conducteur (ou d'une tringle ou tube métallique), rayonne de manière uniforme dans le plan perpendiculaire à son axe; parallèlement à cet axe se manifeste par contre une directivité. La figure 20-13 représente des diagrammes de rayonnement d'antennes linéaires de diverses longueurs. Ces antennes sont supposées verticales, de sorte que le plan perpendiculaire à l'axe est évidemment horizontal. Dans ce plan, le rayonnement, qui, comme on l'a dit, est uniforme, est représenté par un cercle (*a*). Dans le cas d'un dipôle court, la figure (*b*) représente le rayonnement dans un plan vertical quelconque passant par l'axe. C'est la coupe d'un tore à section circulaire, c'est-à-dire une sorte de 8. L'intensité du champ est proportionnelle au sinus θ, où θ est l'angle mesuré à partir de l'axe. Dans le cas d'un dipôle demi-onde (*c*), la caractéristique de rayonnement s'allonge, ce qui montre une directivité plus marquée. Elle l'est encore plus dans celui d'un dipôle accordé sur une onde entière (où $L = \lambda$) (fig. *d*). Les lobes affectent alors une forme tendant vers l'ellipse. Si la longueur du dipôle dépasse l'onde entière, le rayonnement vertical se divise en plusieurs lobes (*e* et *f*). On voit que pour $L = 2\lambda$ le rayonnement est nul perpendiculairement à l'axe. Cela peut se comprendre si on examine la distribution du courant dans l'antenne (représentée à côté du diagramme de rayonnement). En première approximation, elle est pareille à celle qui existe dans une ligne à extrémité ouverte (on peut voir le système

comme une ligne déployée de manière à former les deux branches du dipôle). On peut observer que quand le dipôle dépasse λ (auquel cas il correspondrait à une longueur de ligne de λ/2 déployée) il existe des ondes stationnaires de courant opposées en phase (ou direction) aux ondes de courant originales. Les combinaisons de ces diverses ondes ont pour résultat une tendance à l'annulation du rayonnement perpendiculairement à l'axe, quand bien même dans d'autres directions elles peuvent être cumulatives. Les diagrammes qui en résultent, et dont la forme exacte dépend de la longueur de l'antenne,

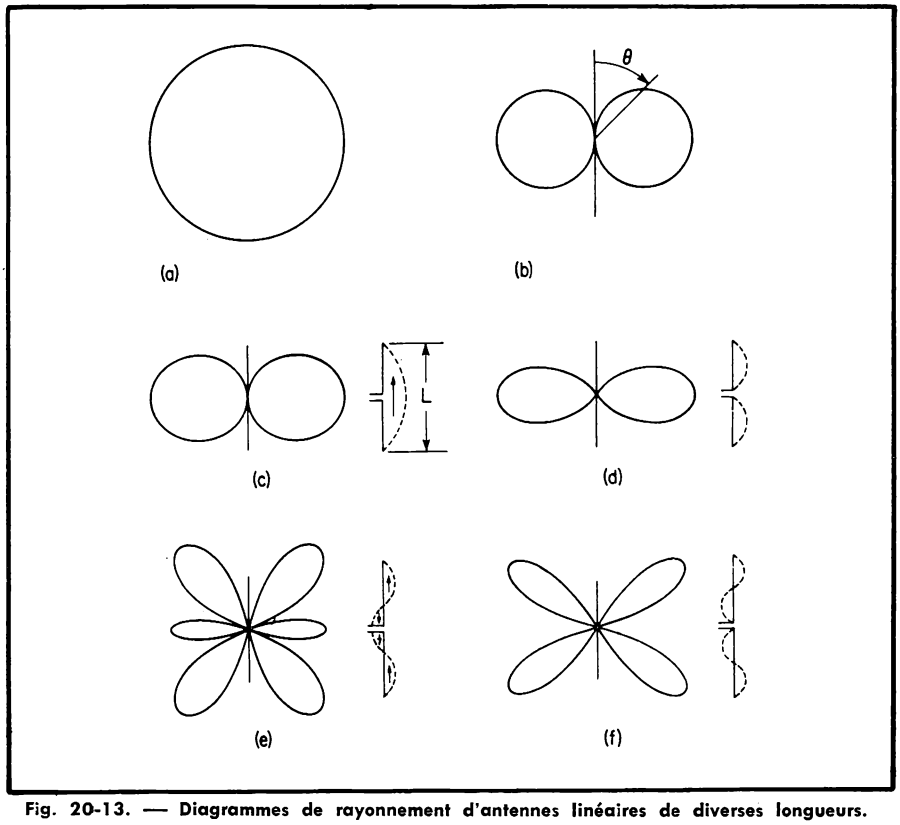


Fig. 20-13. — Diagrammes de rayonnement d'antennes linéaires de diverses longueurs.

quand elle est supérieure à une longueur d'onde, constituent un facteur important dans la conception des antennes de réception pour télévision.

Nous allons maintenant examiner ce qu'on peut attendre du groupement de plusieurs éléments de ce genre.

Antennes verticales espacées d'une demi-longueur d'onde.

L'un des systèmes directifs les plus simples est constitué par deux antennes verticales, distantes d'une demi-longueur d'onde et alimentées en phase par des courants d'égale amplitude. L'expression « en phase » signifie que les deux courants atteignent leur valeur maximum au même instant. La

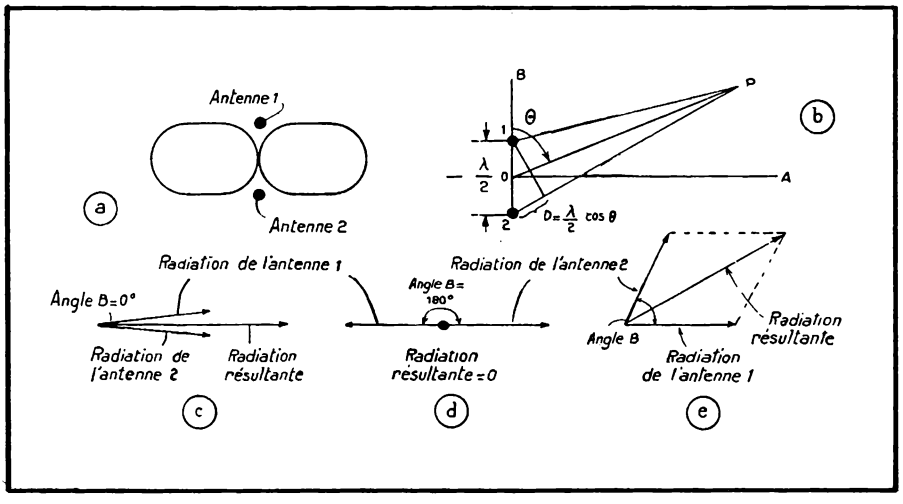


Fig. 20-14. — Diagramme de rayonnement horizontal de deux antennes verticales distantes d'une demi-longueur d'onde et alimentées en phase. En a, diagramme de rayonnement ; en b, c, d et e, construction de ce diagramme.

figure 20-14 *a* indique le diagramme horizontal d'un tel aérien composé; c'est le diagramme connu sous le nom de diagramme « en huit ». La direction d'annulation coïncide avec l'axe passant par les deux antennes. Le graphique de la figure 20-14 *b* permet de voir que dans la direction O A les distances entre les antennes et le point de réception sont égales, de sorte que les champs reçus en A sont en phase. Si l'on effectue l'addition vectorielle (voir chapitre III) de ces champs, on voit que le champ résultant est égal à deux fois les champs composants (fig. 20-14 *c*).

Dans la direction O B, l'antenne 2 est plus éloignée d'une demi-longueur d'onde du point de réception que l'antenne 1, de sorte que les champs au point B sont en opposition de phase et s'annulent (voir fig. 20-14 *d*).

En un point P, dont la direction fait avec les antennes un angle θ, la différence entre les distances parcourues par les deux ondes est inférieure à la demi-longueur d'onde. Nous pouvons écrire, pour cette différence de distance (fig. 20-14 *b*) :

$$D = \frac{\lambda}{2} \cos \theta.$$

L'angle de déphasage B sera ici :

$$B = 180° \times \frac{D}{\lambda/2} = 360° \times \frac{D}{\lambda}.$$

L'addition vectorielle des champs au point P est indiquée sur la figure 20-14 *e*.

On obtient ainsi une valeur du champ pour chaque angle θ et on peut tracer le diagramme de la figure 20-14 *a*.

Calculons, à titre d'exemple, le champ dans la direction $\theta = 60°$. La différence de distance D est :

$$D = \frac{\lambda}{2} \cos 60° = \frac{\lambda}{4}.$$

L'angle B est :

$$B = 360 \times \frac{D}{\lambda} = 90°.$$

Pour B = 90° les deux vecteurs composants sont perpendiculaires l'un à l'autre, et le vecteur résultant s'obtient en multipliant l'un d'eux par $\sqrt{2}$. Il s'ensuit que le champ rayonné dans la direction $\theta = 60°$ est égal à $\sqrt{2}/2$ fois le champ maximum rayonné dans la direction O A.

Antennes alimentées en opposition de phase.

Dans ce cas, on obtient encore un diagramme de rayonnement « en huit », mais ici la direction d'annulation est perpendiculaire à la ligne des antennes (fig. 20-15 *a*). En effet, les ondes qui quittent les deux antennes étant

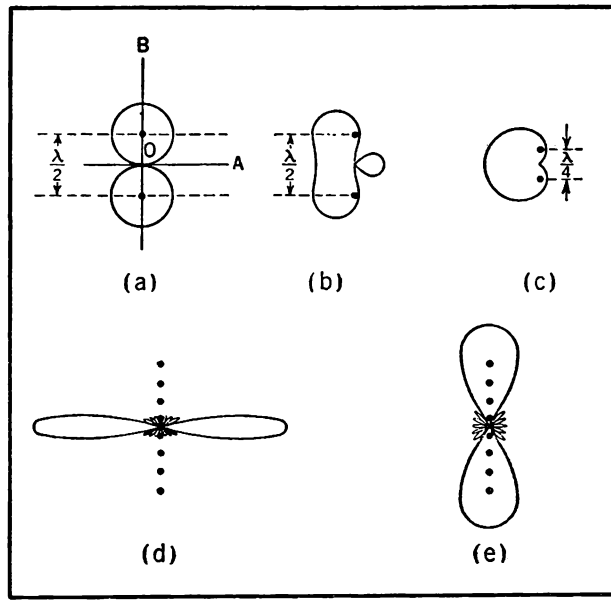


Fig. 20-15. — Diagrammes de rayonnement des systèmes aériens directifs couramment utilisés. En a, deux antennes distantes d'une demi-longueur d'onde et déphasage de 180°. En b, les mêmes antennes avec un déphasage de 90°. En c, deux antennes écartées d'un quart de longueur d'onde et déphasées de 90°. En d, rideau transversal (courant en phase). En e, rideau longitudinal (courants déphasés de 180°).

en opposition de phase, les champs s'annulent au point A. Par contre, au point B, les deux champs arrivent en phase, à cause de la différence de marche de 180° qui existe dans cette direction.

Autres arrangements de phases et d'espacement.

En faisant varier les phases relatives des courants (d'égale amplitude) qui alimentent les deux antennes, on modifie les directions d'annulation, ainsi que la forme des diagrammes. Le diagramme de la figure 20-15 *b* a été établi pour une différence de phase de 90°.

On fait encore varier l'allure des diagrammes en modifiant l'écartement des antennes. Un cas qui présente un intérêt particulier est celui du diagramme *cardioïde*, obtenu en prenant un écartement d'un quart de longueur d'onde et un déphasage de 90°. Ce diagramme (tracé sur la fig. 20-15 *c*) porte quelquefois le nom de diagramme unilatéral; en effet, la plus grande partie de l'énergie est émise dans une seule direction.

Lorsqu'une directivité supérieure à celle que fournit un système de deux antennes est nécessaire, on emploie un alignement de plusieurs antennes équidistantes. Quand ces antennes sont distantes d'une demi-longueur d'onde les unes des autres, et qu'elles sont alimentées en phase, l'énergie est rayonnée dans une direction perpendiculaire à la ligne des antennes; il est évident, en effet, que c'est dans cette direction que les champs dus aux différentes antennes vont s'ajouter (fig. 20-15 *d*). Si les antennes successives sont alimentées en alternant les phases de 180°, le diagramme résultant sera celui de la figure 20-15 *c* et l'énergie sera rayonnée suivant les directions de l'alignement des antennes (diagramme bidirectionnel).

Diagramme sur le plan axial.

Les diagrammes de rayonnement des figures 20-14 et 20-15 se situent dans le plan perpendiculaire à l'axe. Autrement dit, si l'on a affaire à une antenne verticale, le plan du diagramme est horizontal et vice versa. (L'effet de la terre, en tant que réflecteur, sur les diagrammes en question sera étudié plus loin.) Nous allons voir ici ce qui se produit dans le plan de l'antenne, c'est-à-dire dans un plan horiontal si elle est horizontale, ou dans un plan vertical si elle est verticale.

Sur les figures 20-14 et 20-15, les antennes ont été représentées par des points, parce qu'elles étaient censées vues par le bout, l'observateur regardant perpendiculairement le plan du diagramme, lui-même perpendiculaire à

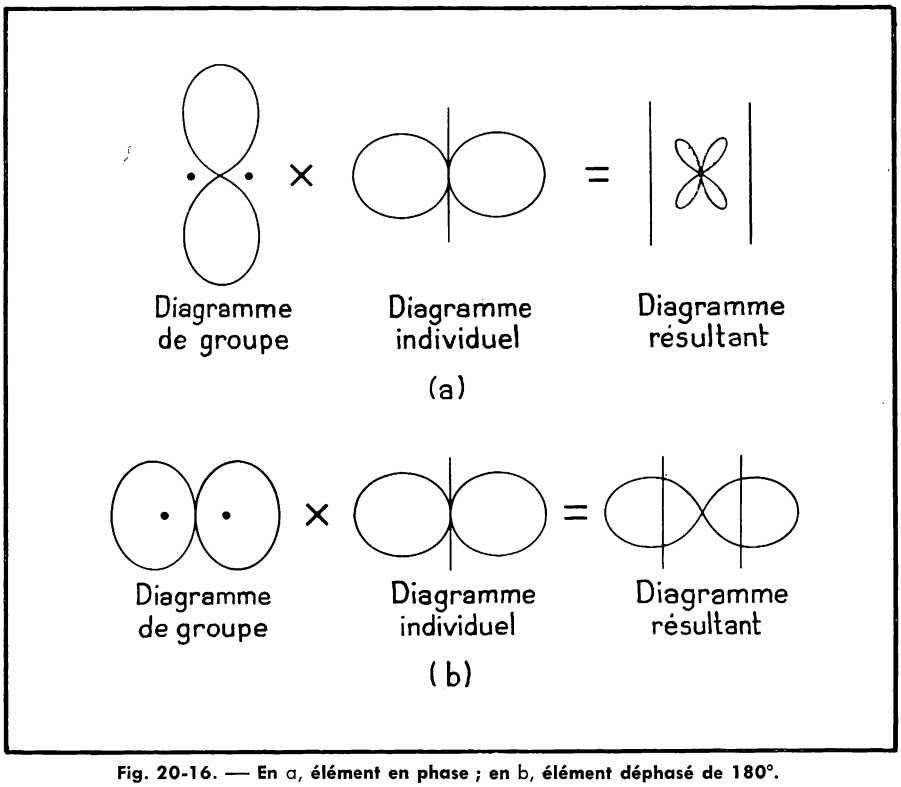


Fig. 20-16. — En a, élément en phase ; en b, élément déphasé de 180°.

l'antenne. A présent, comme il s'agit du rayonnement dans un plan passant par l'axe, l'antenne est visible, et représentée par un trait, comme sur la figure 20-13 *b* ou *c*. S'il s'agit d'une simple antenne demi-onde, le diagramme dans ce plan a la forme d'un 8 symétrique, alors qu'il est circulaire dans le plan perpendiculaire à l'axe, comme on l'a vu plus haut. Supposons maintenant que l'on groupe deux antennes parallèlement à une demi-onde d'intervalle, et qu'on les alimente en phase. Ces deux antennes seront représentées par deux traits parallèles (fig. 20-16 *a*, à droite). Il s'agit de déterminer quel est le diagramme de rayonnement résultant de ce groupement, dans le plan défini par les antennes. Si celles-ci rayonnaient uniformément dans ce plan, on le connaîtrait, car on a déjà vu qu'il s'agit d'une forme en huit dans un plan perpendiculaire (fig. 20-16 *a*, côté gauche, *diagramme de groupe*). Mais ce diagramme est maintenant modifié, du fait que chacun des deux éléments (chaque antenne) contribue au rayonnement, selon son diagramme

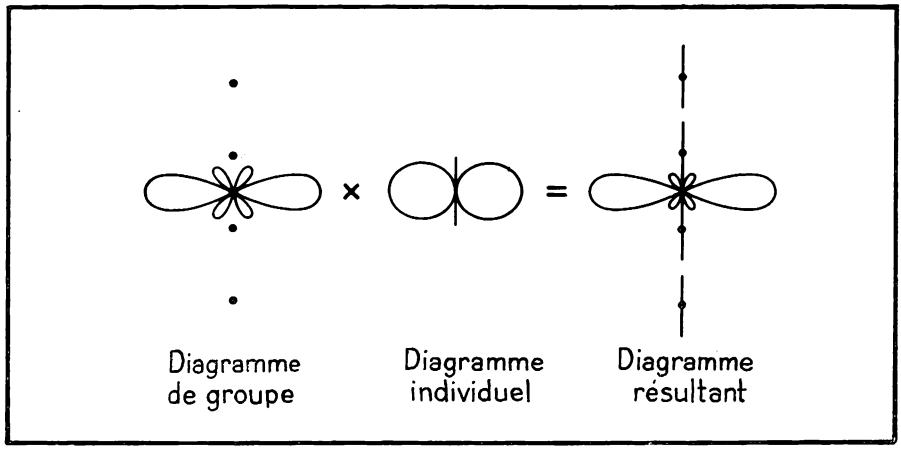


Fig. 20-17. — Diagramme d'un groupement colinéaire.

propre ou *unitaire* (figure centrale). Il s'agit donc d'une multiplication du diagramme de groupe par le diagramme individuel, et le diagramme résultant, pour deux antennes en phase, est indiqué à droite de la figure *a*. Il a quatre lobes et quatre zéros (un pour chaque zéro des diagrammes multipliés) et ne présente guère de possibilités d'application. Par contre, on obtient un résultat très intéressant avec la même disposition, en alimentant les antennes avec un écart de phase de 180°. C'est ce que montre la figure 20-16 *b*. Les lobes ont alors la même direction que les lobes unitaires, avec un renforcement du rayonnement.

La nécessité de recourir à une *multiplication* (et non une *addition*) des diagrammes peut être comprise en observant que le diagramme de groupe représente la somme des champs de deux radiateurs uniformes. Ce diagramme présentera un maximum là où les champs s'ajoutent en phase, et un zéro là où ils s'ajoutent avec déphasage de 180° (somme algébrique, équivalant à une soustraction quand, comme dans ce dernier cas, les signes sont contraires). Toutefois, il est évident que quand le champ est nul, dans une direction particulière, la phase n'entre pas en ligne de compte, et le résultat est toujours zéro. Et quand les champs individuels sont chacun réduits de moitié dans une certaine direction, la somme est également réduite de moitié. C'est pourquoi il est nécessaire de faire appel à la multiplication.

Groupement colinéaire.

Les éléments sont ici alignés comme le montre la figure 20-17 (à droite) avec, le plus souvent, un espacement de centre à centre égal à une demi-onde, de sorte que les éléments (antennes) sont un peu plus courts qu'une demi-onde. Ils sont alimentés en phase. Pour les amener à la résonance en dépit de leur réduction de longueur, on ajoute au centre un bobinage ou une section de

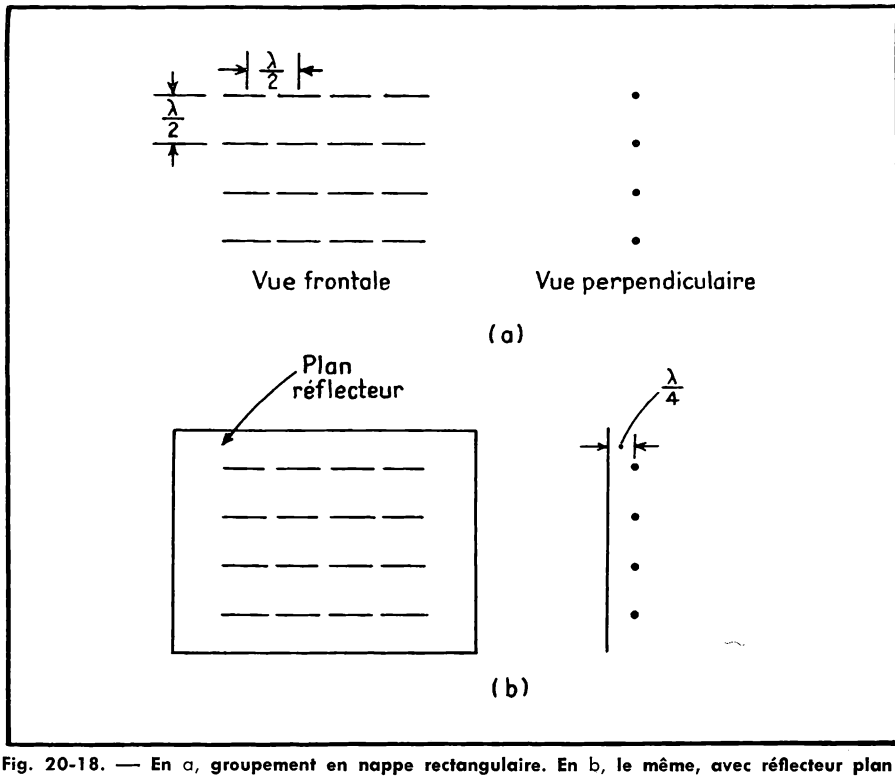


Fig. 20-18. — En a, groupement en nappe rectangulaire. En b, le même, avec réflecteur plan (antenne « matelas »).

ligne court-circuitée. Par le principe de la multiplication, on obtient facilement le diagramme de rayonnement d'un tel ensemble. Pour quatre éléments semblables, groupés comme ci-dessus et alimentés en phase, on obtient le diagramme de groupe de la figure 20-17. Celui-ci peut être calculé par la méthode employée pour deux éléments (fig. 20-14). Le diagramme résultant, obtenu en multipliant le diagramme de groupe par le diagramme unitaire, est celui que représente la figure 20-17 (à droite). Il diffère peu du diagramme de groupe, à part la réduction des lobes secondaires. Ce diagramme se situe dans le plan des éléments groupés. Perpendiculairement à la ligne de ceux-ci, dans le plan qui coupe l'axe, les rayonnements de tous les éléments s'additionnent en phase, et ils ne sont pas directionnels : le diagramme est un cercle. Le rayonnement d'un système colinéaire, considéré dans les trois dimensions de l'espace, est une sorte de disque dont la section est le diagramme résultant de la figure 20-17.

Rideau d'antennes.

Pour les liaisons entre deux points, et pour diverses autres applications, un rayonnement en cône ou en faisceau étroit est préférable au rayonnement en disque dont il vient d'être question. Autrement dit, on peut souhaiter une directivité prononcée, aussi bien dans le sens vertical que dans le sens horiz ntal. Ce résultat peut être obtenu en groupant dans un plan vertical, comme le montre la figure 20-18 *a*, plusieurs systèmes colinéaires. Le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal d'un tel ensemble est analogue à celui d'un seul groupe colinéaire comme celui qui a été décrit dans le paragraphe précédent, c'est-à-dire au diagramme de droite de la figure 20-17. Dans un plan vertical coupant les axes des éléments, c'est-à-dire en regardant le groupe par un bout (droite de la fig. 20-18 *a*), le diagramme est semblable au diagramme de groupe de la figure 20-17. Le rayonnement dans l'espace est donc une sorte de faisceau bidirectionnel (avant et arrière) avec une sorte de collerette formée des lobes secondaires.

Quand, au moyen d'un tel système, on désire un rayonnement dans une seule direction, on place derrière l'ensemble un réflecteur en forme d'écran à une distance d'un quart d'onde, comme le montre la figure 20-18 *b*. Avec cette disposition, le rayonnement ne peut s'effectuer qu'à l'opposé de l'écran, et celui-ci renforce par réflexion le faisceau avant. Ce renforcement est

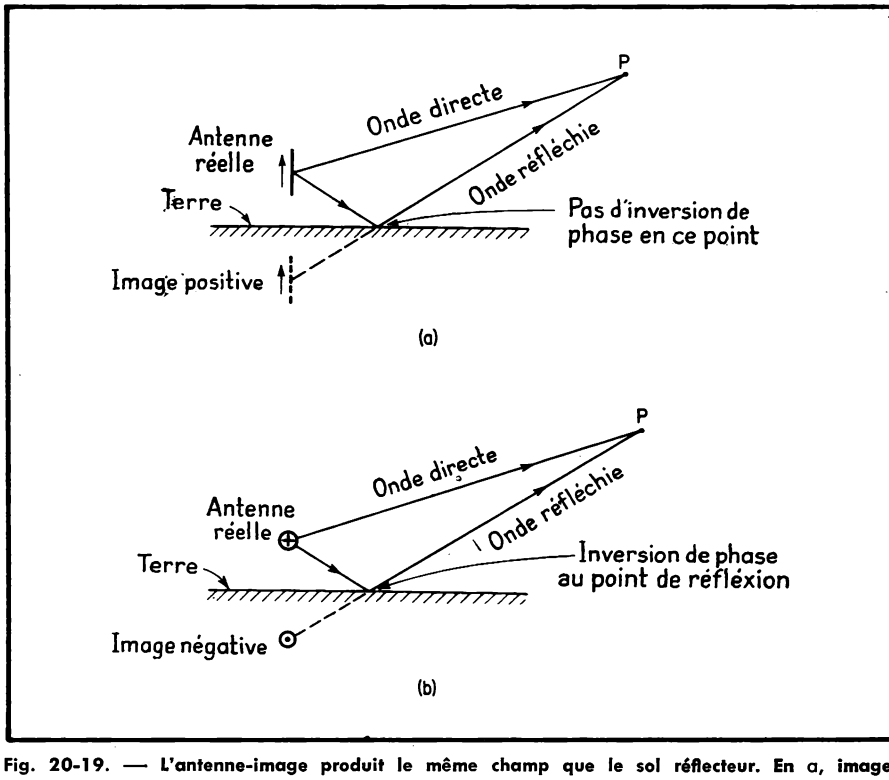


Fig. 20-19. — L'antenne-image produit le même champ que le sol réflecteur. En a, image positive pour une antenne verticale (réflexion sans déphasage). En b, image négative pour une antenne horizontale (déphasage de 180° à la réflexion).

conditionné par la distance du réflecteur. Dans le cas présent, l'onde émise doit, avant de revenir au niveau des antennes, franchir une distance de deux fois un quart, soit une demi-onde; elle est donc en retard par rapport à l'onde directe, mais déphasée de 180°, ce qui lui permet de s'ajouter à celle-ci en phase.

On verra plus loin que l'effet de l'écran peut être obtenu autrement, par l'emploi des « images ».

Action du sol sur les diagrammes verticaux.

Le sol n'est pas parfaitement conducteur et ne réfléchit pas complètement les ondes électromagnétiques. Toutefois, aux ondes moyennes et longues, l'hypothèse d'un sol parfaitement conducteur permet de déterminer ses effets sur les caractéristiques de rayonnement des antennes. La figure 20-19 *a* représente une antenne verticale placée à une hauteur d'une demi-longueur d'onde au-dessus du sol. En un point éloigné P, tout se passe comme si l'onde réfléchie provenait d'une *antenne-image* placée à une distance d'une demi-longueur d'onde au-dessous de la surface de la terre. Cette antenne-image

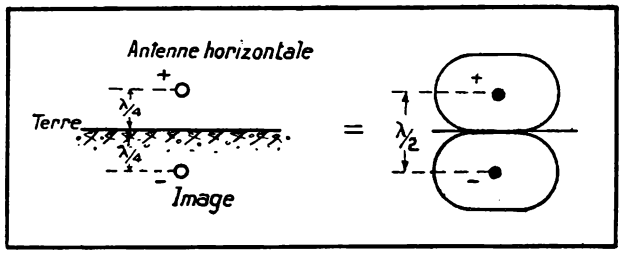


Fig. 20-20. — Diagramme de rayonnement vertical d'une antenne quart d'onde horizontale au-dessus du sol, déterminé en considérant l'antenne et son image.

est en phase avec l'antenne réelle, et forme avec elle un aérien directif. La figure 20-19 *b* montre une antenne horizontale placée à un quart de longueur d'onde, par exemple, au-dessus du sol. L'antenne-image est encore disposée symétriquement par rapport à la surface du sol, mais le courant est déphasé de 180° par rapport au courant dans l'antenne réelle. Ce déphasage est dû au fait qu'une onde polarisée horizontalement subit, au point de réflexion, une rotation de phase de 180°.

On peut donc tenir compte de l'effet du sol en établissant le diagramme de rayonnement de l'ensemble antenne réelle - antenne image. Dans le cas d'une antenne horizontale placée à un quart de longueur d'onde au-dessus du sol, on obtient, en procédant ainsi, le diagramme de la figure 20-20. Bien entendu, seule la partie supérieure du diagramme est valable. Les diagrammes d'une antenne horizontale placée successivement à $\lambda/4$, $\lambda/2$, 3 $\lambda/4$ et λ au-dessus du sol sont représentés sur la figure 20-21.

Les diagrammes des antennes verticales et horizontales au-dessus d'un sol supposé parfaitement conducteur peuvent donc être obtenus par des procédés similaires. Toutefois, il faut souligner qu'entre les deux cas, il existe des différences importantes. Si l'antenne est verticale, l'image est en phase avec l'antenne réelle, et il en résulte un signal maximum le long de la surface du plan de réflexion, au lieu d'un signal nul quand la polarisation est horizontale. De plus, le diagramme de groupe résultant de l'addition des champs de l'antenne et de l'image, en supposant qu'elles rayonnent de manière uniforme, doit être multiplié par le diagramme unitaire, qui est celui de l'antenne dans l'espace libre.

Gain d'antenne et aire effective.

La directivité a pour effet un rayonnement de puissance plus important dans une direction privilégiée, ce qui fait que, dans cette direction, le signal paraît plus fort qu'il ne le serait avec une antenne non directive. De la sorte apparaît la notion de *gain directionnel*. De même, à la réception, une antenne directive recueillera d'une onde donnée plus de puissance qu'une antenne non directive. Le gain (directionnel) d'une antenne d'émission dans une direction donnée est exprimé par le rapport de la densité de puissance (en watts par mètre carré) rayonnée dans cette direction, à celle que rayonne une antenne isotropique rayonnant la même puissance totale. (Une antenne *isotropique* est une antenne qui a un rayonnement parfaitement uniforme dans toutes les directions — c'est-à-dire une antenne totalement dépourvue de directivité.) De manière analogue, le gain d'une antenne de réception dans une direction donnée est le rapport entre la puissance induite, provenant d'une onde arrivant de cette direction, et celle qu'induirait dans les mêmes conditions une antenne isotropique. Or, comme le diagramme d'une antenne est le même à l'émission et à la réception, il s'ensuit que le gain est le même dans les deux cas. Normalement, ce gain est donné pour la direction du rayonnement maximum.

Pour une antenne courte dont le diagramme est un tore parfait (donc un huit parfait en coupe), le gain par rapport à un radiateur isotropique est de 1,5 (soit 1,76 dB). Pour un dipôle demi-onde ayant un diagramme en forme de huit allongé, il est de l'ordre de 1,6 (soit 2 dB). (Plus précisément, il est de 1,64, soit 2,15 dB, mais il est d'usage d'arrondir à 2 dB seulement pour la pratique.) Autre donnée pratique : il est courant d'apprécier le gain par rapport à un dipôle demi-onde, de sorte que, pour obtenir le gain par rapport à un radiateur isotropique, il suffit d'ajouter 2 dB au chiffre donné. La transformation des décibels en rapports de puissance (et vice versa) s'effectue facilement au moyen d'une règle à calcul ou du tableau donné dans le chapitre I.

Un autre terme significatif, particulièrement dans le cas des antennes de

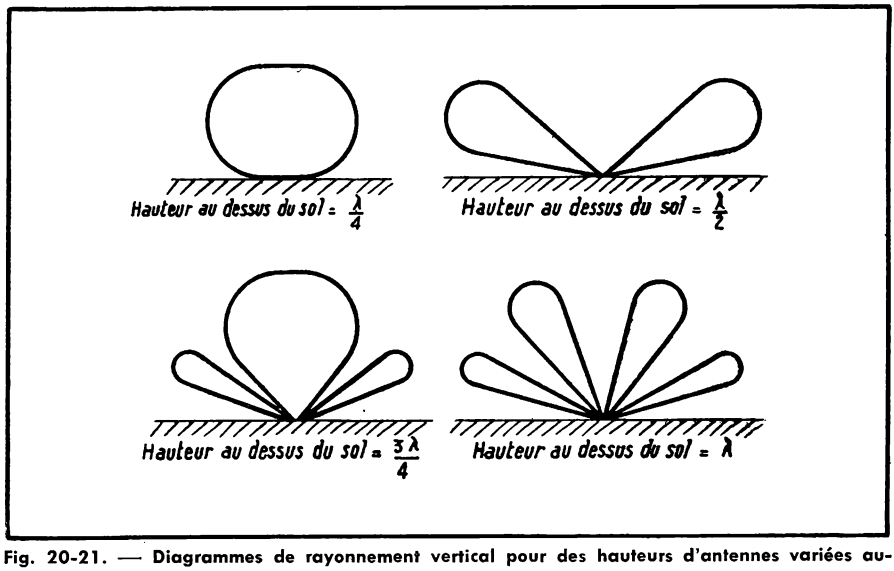


Fig. 20-21. — Diagrammes de rayonnement vertical pour des hauteurs d'antennes variées au-dessus d'une terre supposée parfaite.

réception, est celui d'*aire effective*. C'est le rapport entre la puissance reçue par une charge adaptée reliée à l'antenne et la puissance de l'onde reçue par unité de surface. Quand on connaît le gain g d'une antenne, l'aire effective peut être calculée au moyen de la formule :

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} g$$

Pour des ensembles de grande surface, comme les antennes en nappes colinéaires décrites plus haut, l'aire (ou surface) effective est approximativement égale à la surface physique de l'ensemble considéré. Pour d'autres types dont il sera question plus loin, et dont la surface physique est grande par rapport à λ^2, par exemple les antennes paraboliques, en trompes, etc., la surface effective est généralement de l'ordre de 75 à 85 % de la surface physique. Mais quand il s'agit d'antennes unifilaires, ou constituées de tringles ou tubes, il n'existe pratiquement aucun rapport entre la surface effective et les dimensions mécaniques; néanmoins, le terme a toujours son importance. Par exemple, la surface effective d'une antenne en dipôle demi-onde est donnée par la formule :

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \times 1{,}64 \simeq \frac{\lambda^2}{8} = \frac{\lambda}{4} \times \frac{\lambda}{2}$$

qui indique que cette antenne capte une puissance égale à celle qui traverse un rectangle ayant pour dimensions $\lambda/2 \times \lambda/4$.

Antennes pour micro-ondes.

Théoriquement, les antennes décrites jusqu'à présent pourraient fonctionner sur n'importe quelle fréquence. Mais, en pratique, la forme donnée à une antenne dépend dans une large mesure de la fréquence sur laquelle elle doit fonctionner. Quand il s'agit de fréquences très élevées, et bien que dans certains cas on se serve d'antennes en tringles ou tubes, il est souvent plus pratique d'employer des surfaces rayonnantes ou réfléchissantes plus étendues.

On a vu dans le paragraphe précédent que pour une antenne ayant un gain ou une directivité donnés (par exemple un dipôle demi-onde ayant un gain de 1,64, ou 2,15 dB), la surface effective était proportionnelle au carré de la longueur d'onde, ou inversement proportionnelle au carré de la fréquence. Cela signifie que la puissance effective captée par un dipôle demi-onde adapté, dans un champ donné, sera 10 000 fois moindre à 3000 MHz qu'à 30 MHz, soit une réduction de 40 dB. Pour compenser au moins partiellement cette réduction de la surface effective quand la fréquence augmente, il est nécessaire, quand l'emploi envisagé le permet, d'accroître le gain ou la directivité. Or, quand la fréquence augmente, il se trouve que l'on a plus de facilité à construire des antennes grandes par rapport à la longueur d'onde, ce qui répond à l'exigence définie.

Un dispositif tel que celui de la figure 20-18 constitue une antenne à gain élevé. On en a employé de semblables pour des radars fonctionnant sur des fréquences de 100 à 400 MHz. Mais, bien qu'il soit possible de s'en servir sur 3000 ou 10 000 MHz, dans de telles conditions la construction devient délicate à cause des petites dimensions des éléments et des tolérances réduites. Il devient alors possible de réaliser des antennes à gain relativement élevé au moyen de surfaces métalliques de formes convenables, comme des réflecteurs paraboliques, ayant des dimensions assez modérées pour la pratique.

Réflecteurs paraboliques.

Les propriétés bien connues de la parabole peuvent être appliquées à la construction des antennes pour micro-ondes. La figure 20-22 montre une antenne dipôle placée au foyer F d'une parabole. Cette courbe a pour propriété que tous les rayons partant du foyer, passant par un point quelconque de la courbe, et arrivant perpendiculairement sur un plan lui-même perpendiculaire à l'axe, sont égaux en longueur. Ainsi, sur la figure 20-22 :

$$F P_1 + P_1 S_1 = F P_2 + P_2 S_2 = F P_3 + P_3 S_3$$

pour tous les points P_1, P_2, P_3 situés sur la courbe. Il s'ensuit que toutes les ondes rayonnées au point focal F et réfléchies par la surface parabolique

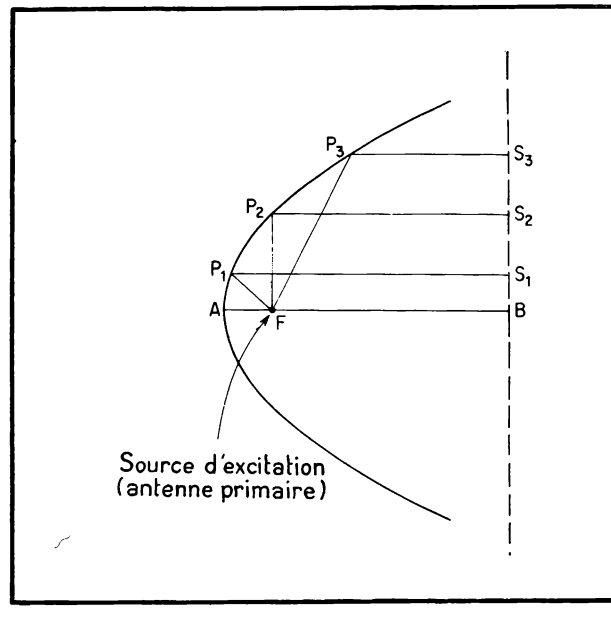


Fig. 20 - 22. — Coupe d'un réflecteur parabolique.

arriveront au plan S B avec la même phase. Ces ondes, pour cette raison, s'additionneront en phase pour former un signal puissant à un point éloigné situé sur l'axe A B. Dans d'autres directions que celle de l'axe, les trajets suivis par les ondes diffèrent, de sorte qu'elles sont de phases différentes et s'annulent mutuellement. Il en résulte donc que le réflecteur parabolique produit un faisceau rayonné étroit axialement centré. Ce résultat peut également être expliqué en supposant que chaque rayon réfléchi provient d'une antenne imaginaire, située derrière le réflecteur, de manière à obtenir la phase nécessaire à produire le faisceau. On voit de la sorte qu'avec un seul élément rayonnant et un réflecteur d'étendue suffisante, on obtient le même résultat qu'avec un grand ensemble à éléments rayonnants multiples.

On comprend facilement qu'une antenne de ce genre fonctionne de manière inverse à la réception, c'est-à-dire que tous les « rayons » parallèles provenant d'une source distante viennent se concentrer au foyer. Toutes les ondes arrivant le long de l'axe A B et parallèlement, dans la surface interceptée par l'antenne, seront réfléchies en phase au foyer, d'où résultera un champ intense en ce point, et par conséquent une tension élevée induite dans l'antenne qui y est située. On dispose ainsi d'une antenne de réception hautement directive et à gain élevé.

Le réflecteur constitué par une surface de révolution — obtenue en faisant tourner la courbe figure 20-22 autour de l'axe A B — porte proprement le nom de *paraboloïde* (de révolution). C'est généralement cette forme de surface qui est employée en micro-ondes. Des exemples importants en seront donnés dans le chapitre XXI.

Trompes.

Il a déjà été question, dans le chapitre IX (voir fig. 9-19 *b*), de trompes ou cornets, souvent employés aussi en micro-ondes comme radiateurs. Une trompe de ce genre est d'autant plus directive que la largeur de l'ouverture est grande par rapport à la longueur d'onde. Mais, pour l'obtention du résultat optimum, la réalisation d'un tel radiateur est délicate. Si l'on examine la figure 20-23, on voit que l'onde frontale (où tous les points sont en phase) est légèrement incurvée à l'ouverture de la trompe. Cela signifie que dans le plan de cette ouverture, passant par C A D, tous les points ne sont pas en phase, comme ils devraient l'être pour s'additionner de manière à donner le signal axial maximum. Les points C et G sont en phase; mais il est évident que la distance de G à un point éloigné situé sur l'axe est légèrement inférieure à celle de C au même point, la différence étant approximativement la

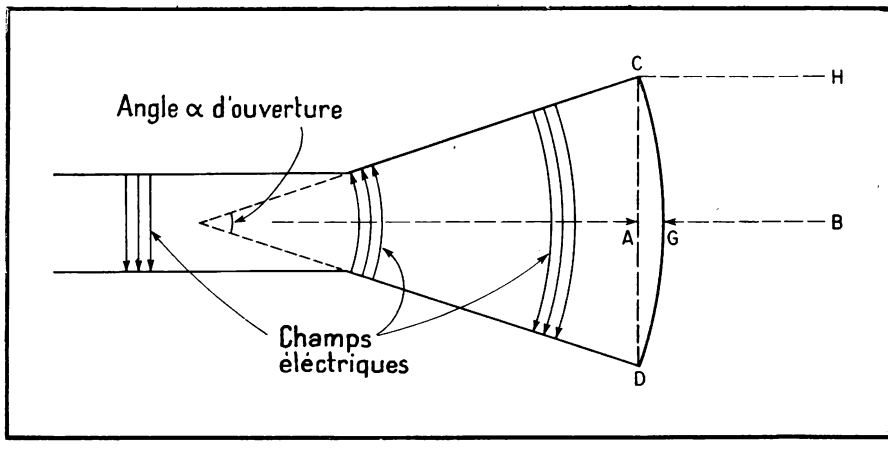


Fig. 20-23. — Trompe électromagnétique.

distance A G. (On suppose que le point axial considéré soit assez éloigné pour que les lignes partant des bords de l'ouverture puissent être considérées comme parallèles à l'axe.) Si A G était une demi-onde, les rayonnements causés par les champs en C et G s'annuleraient. Il est donc nécessaire de construire la trompe pour que A G soit inférieure à un quart d'onde environ. Pour les trompes de grande dimension, cela nécessite un angle d'ouverture (α) assez réduit, afin de limiter la courbure du champ à cette ouverture. Cela signifie aussi qu'une trompe à grande ouverture doit être très longue. Quand la taille de la trompe est limitée, une lentille doit être employée à la correction de la courbure de champ.

Lentilles pour micro-ondes.

De telles lentilles peuvent servir soit à la correction qui vient d'être définie, soit à l'obtention d'un rayonnement directionnel avec un radiateur qui ne l'est pas. En se reportant à la figure 20-23, on comprend que l'ennui qui se produit vient de ce que l'onde, au point G, est *en avance* sur celles qui partent des bords de l'ouverture. Par conséquent, si l'on peut *retarder* l'onde centrale (ou accélérer les ondes périphériques) le défaut sera compensé. La figure 20-24 montre deux façons de parvenir à ce résultat. A gauche, on emploie une lentille diélectrique (donc faite d'un isolant, comme le polysty-

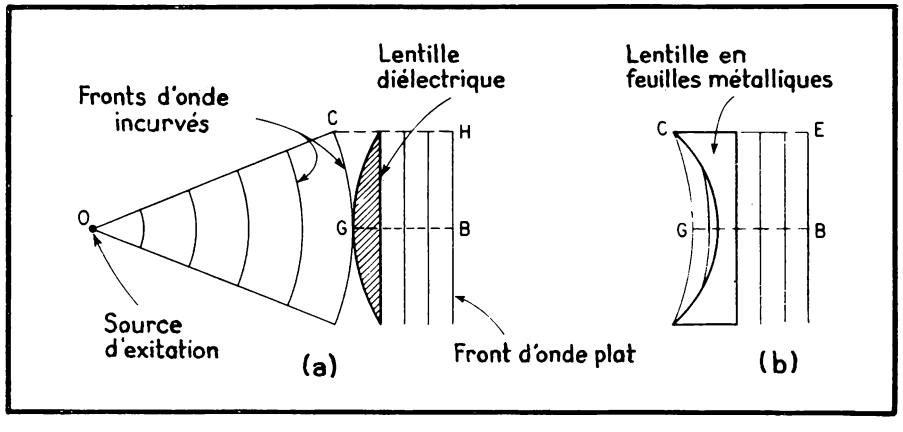


Fig. 20-24. — Lentilles pour micro-ondes : diélectrique (a) et en feuilles métalliques (b).

rène) conformée de façon telle que le rayonnement central ait un plus long parcours à travers l'isolant que les rayonnements périphériques. (La lentille est donc convergente.) La vélocité d'une onde électromagnétique étant donnée par la formule $v = 1/\sqrt{\mu\,\varepsilon}$, sa valeur est inférieure à celle qu'elle a dans l'air lorsque le diélectrique a une constante ε supérieure à celle de celui-ci. Connaissant v pour un diélectrique donné, il est facile d'établir une lentille de manière à ralentir inégalement les rayonnements sortant de la trompe, et d'obtenir ainsi une onde frontale plane.

Sur la même figure, on voit à droite un autre procédé, qui mène évidemment au même résultat, puisqu'il consiste cette fois à accélérer le rayonnement périphérique par rapport au rayonnement central. On sait que dans un guide d'ondes la vélocité est plus grande que dans l'air. En faisant passer l'onde entre des feuilles conductrices *parallèles* à la direction du champ électrique E, on obtient le même effet accélérateur. Il est évident qu'en leur donnant approximativement la forme représentée par la figure, le rayonnement C E est plus accéléré que le rayonnement G B, d'où il résulte que l'on peut obtenir une onde frontale plane par ce moyen.

Il est également évident qu'un radiateur non directionnel situé en O, c'est-à-dire au centre de courbure de l'onde frontale, sera, par l'effet de la lentille, converti en radiateur directionnel.

Antennes en fente.

Quand on emploie un réflecteur, comme dans le cas de la figure 20-22, pour obtenir un rayonnement dirigé, on peut expliquer comme suit le mode de fonctionnement : l'antenne alimentée en énergie constitue un circuit primaire qui induit des courants dans le réflecteur, et c'est le rayonnement produit par ces courants qui constitue les ondes réfléchies. C'est pourquoi la surface réfléchissante est parfois qualifiée de *radiateur secondaire,* pour la distinguer de l'antenne, qui est le *radiateur primaire.* Il existe un autre moyen d'induire des courants dans une plaque métallique : il consiste à y découper une ouverture en forme de fente, et à appliquer une tension à haute fré-

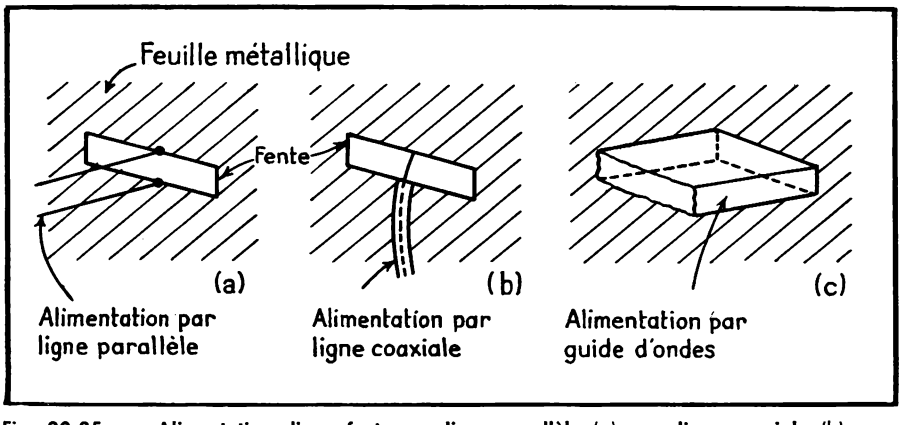


Fig. 20-25. — Alimentation d'une fente par ligne parallèle (a), **par ligne coaxiale** (b), **par guide d'ondes** (c).

quence entre les bords de cette fente, comme l'indique la figure 20-25. Sur celle-ci, on voit une tension appliquée en *a* par une ligne à fils parallèles, en *b* par une ligne coaxiale, en *c* par un guide d'ondes rectangulaire. De quelque manière que la fente soit ainsi « excitée », la distribution du champ électrique et les courants qui en résultent dans la plaque métallique correspondent approximativement au schéma figure 20-26 *a*. Evidemment, si la fente est trop courte, le chemin parcouru par le courant d'un bord à l'autre l'est aussi : elle constitue plus ou moins un court-circuit, et l'impédance réalisée est basse. Mais si la longueur de la fente correspond sensiblement à une demi-onde, l'impédance entre ses bords peut atteindre une valeur relativement élevée. Sur la figure 20-26 *b*, on a représenté seulement le tracé des bords de la fente, et l'on voit que celle-ci apparaît comme deux lignes de transmission quart d'onde court-circuitées aux extrémités, auquel cas elles constituent des impédances élevées. (Ce ne serait pas le cas si la longueur de la fente était moins grande que deux quarts d'onde.) Dans un tel dispositif, la puissance rayonnée serait faible, car deux courants de sens opposés circulent à une petite distance l'un de l'autre (en supposant, bien entendu, que la fente soit très étroite) et les champs produits s'annulent. Les extrémités, qui sont parcourues par des courants de même sens, rayonnent aussi, mais ce rayonnement est très faible à cause de leur peu de longueur. Mais quand il s'agit d'une fente dans une plaque de grande surface, comme en *a*, il en va différemment (bien que les courants horizontaux tendent encore à s'annuler), car les courants verticaux sont de même sens des deux côtés de

la fente, et ont un parcours étendu. Il en résulte qu'une fente d'une demi-onde de longueur dans une plaque métallique peut constituer un radiateur de grande efficacité. Une telle antenne, ne comportant aucun élément proéminent, est commode pour les avions volant à grande vitesse; dans ce cas, la surface métallique de l'avion elle-même peut servir à canaliser les courants produisant le rayonnement. Afin d'éviter, au besoin, que les deux côtés de l'ouverture ne rayonnent (c'est-à-dire pour limiter le rayonnement à la seule face externe), on emploie une cavité métallique de volume suffisant pour clore le côté interne.

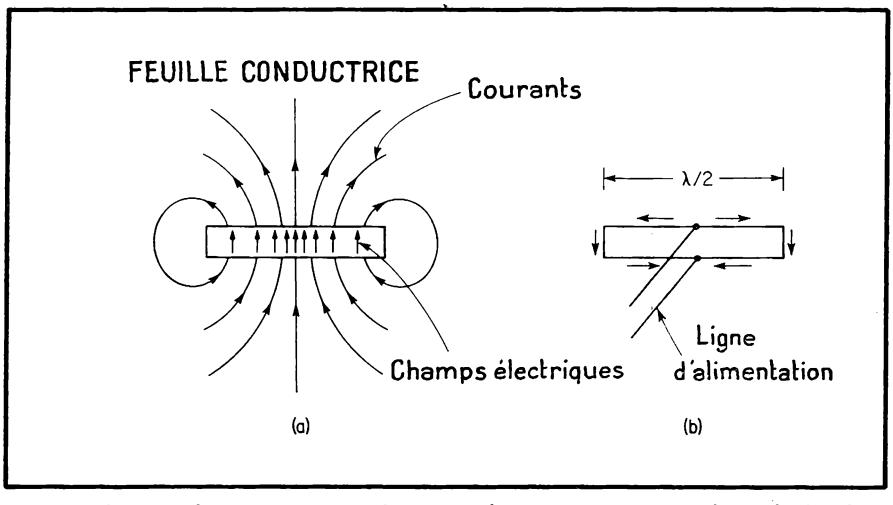


Fig. 20-26. — Champ et courants dans une plaque comportant une fente demi-onde.

Il faut remarquer que les courants produisant le rayonnement sont verticaux quand la fente est horizontale : par conséquent, la polarisation est perpendiculaire à la fente.

Antennes à large bande et pour applications spéciales.

Il est souvent nécessaire de disposer d'antennes capables de fonctionner sur de larges bandes de fréquences, par exemple lorsqu'on désire se servir de la même antenne pour recevoir plusieurs canaux. Dans le cas de la télévision, une antenne d'émission est généralement conçue pour un seul canal; mais ce canal est large (la bande passante doit être de l'ordre de 14 MHz pour un canal français à 819 lignes) et il faut que sur toute sa largeur l'impédance demeure relativement constante. Quand il s'agit d'une antenne de réception pour télévision, les exigences sont moins sévères, mais il est courant qu'une antenne soit destinée à la réception de plusieurs canaux. En plus des caractéristiques d'impédance, il faut que le diagramme de rayonnement soit satisfaisant sur toute l'étendue de la gamme couverte.

Les caractéristiques d'impédance d'une antenne peuvent être modifiées en changeant sa forme, en faisant appel à des dispositifs de compensation,

ou en alliant les deux procédés. Le principe de base, pour la conception des antennes à large bande, est que celle-ci est d'autant plus large que les conducteurs employés sont de plus grande section. Ainsi (fig. 20-27), la plus faible bande passante étant obtenue avec un dipôle en fils, cette bande sera plus large si on emploie des tubes, et d'autant plus que ces tubes seront de plus gros diamètre. Pour pousser plus loin, on emploiera au besoin des cages de fils, des tubes en éventails, des surfaces coniques. L'augmentation de section a deux effets principaux : d'abord, l'impédance à la résonance, qui peut être de plusieurs milliers d'ohms dans le cas d'une antenne en fils, lorsque la longueur de cette antenne est d'environ une longueur d'onde, tombe à quelques centaines d'ohms pour des antennes à forte section. Ensuite, les variations de réactance de part et d'autre de la résonance sont beaucoup moindres dans le cas des fortes sections.

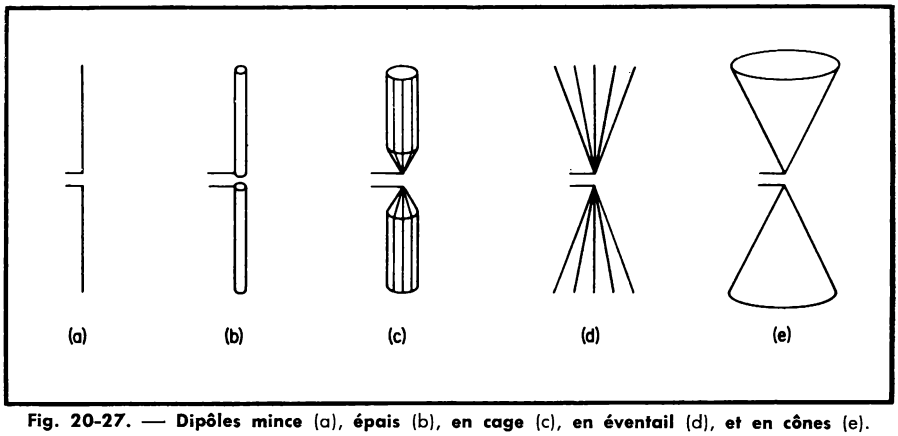


Fig. 20-27. — Dipôles mince (a), **épais** (b), **en cage** (c), **en éventail** (d), **et en cônes** (e).

Un dispositif de compensation simple, pour augmenter la bande passante, est représenté sur la figure 20-28 *a*. Le circuit accordé parallèle L C est amené à résonner à la fréquence de résonance du dipôle en demi-onde. A cette fréquence, sa réactance est une résistance pure de valeur élevée. Au-dessous de cette fréquence, la réactance de l'antenne est capacitive, mais celle du circuit accordé est inductive. Au-dessus, la réactance de l'antenne est inductive, et celle du circuit capacitive. De la sorte, une compensation des variations de réactance se produit pour une petite bande s'étendant de part

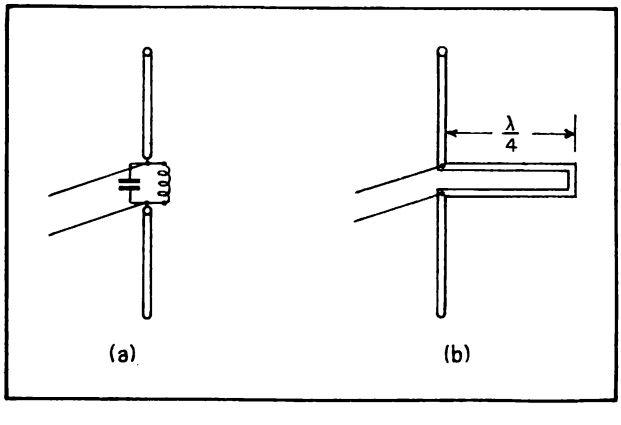


Fig. 20-28. — Dispositifs pour élargir la bande passante.

et d'autre de la résonance. En ajoutant une petite résistance en série avec le circuit L C, on peut amener la courbe de réactance de ce circuit à une forme telle que cette compensation soit parfaite. La figure 20-28 *b* montre une ligne résonnante équivalente (quart d'onde court-circuité) remplissant le rôle du circuit parallèle. L'antenne en dipôle replié, dont il sera question ci-après, fournit par elle-même une compensation de ce type. Pour compenser à la fois des variations de réactance et de résistance sur une large bande, on emploie souvent des circuits plus complexes, constitués par l'un ou l'autre de ces deux procédés.

Dipôles repliés.

La figure 20-29 représente des antennes de ce type, qui offrent des qualités intéressantes. Il s'agit d'éléments demi-onde parallèles réunis à leurs extrémités. De ce branchement en parallèle, il résulte que les courants sont de même sens, et comme la même tension existe entre les extrémités, si les conducteurs sont de même section, ces courants sont égaux. En supposant un courant de 1 A dans chaque élément, le courant rayonnant total est de 2 A, et la puissance rayonnée est :

$$W = I^2/R_r = 4 \times 73 = 292 \text{ W}$$

où l'on considère la résistance de rayonnement d'un dipôle demi-onde comme égale à 73 Ω. Toutefois, bien que le courant rayonnant total soit effectivement

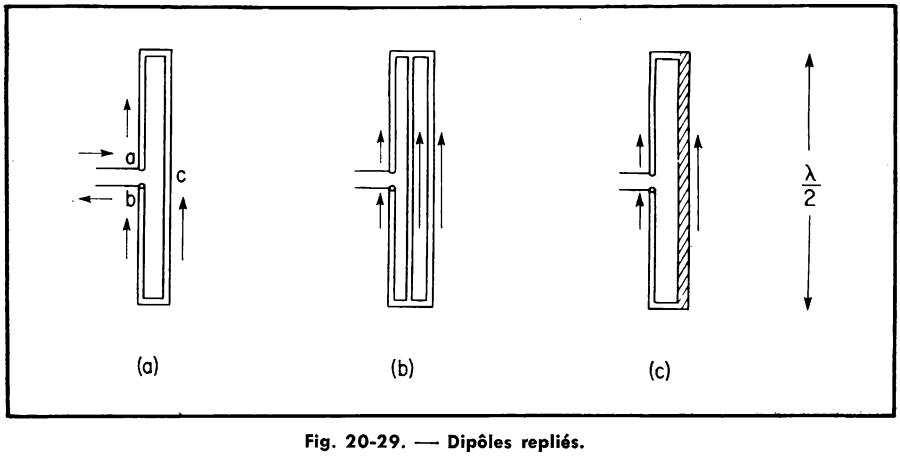


Fig. 20-29. — Dipôles repliés.

de 2 A, le courant débité aux bornes *a-b* est seulement de 1 A. Mais comme la puissance rayonnée doit néanmoins être appliquée à ces bornes, il est évident que la résistance d'entrée effective est :

$$I_1^2 R_{in} = 292 \ \Omega$$

soit exactement quatre fois la résistance de rayonnement d'un dipôle demi-onde simple. Et si l'on emploie trois éléments, comme en *b*, seulement un tiers du courant est appliqué aux bornes d'entrée, de sorte que la résistance en ce point est neuf fois celle d'un dipôle simple, soit environ 657 Ω. Il est donc évident qu'une telle antenne, douée par elle-même d'un principe transformateur d'impédances, est commode à adapter aux lignes de transmission. Au lieu de jouer sur le nombre des éléments, on peut également employer deux éléments de diamètres différents (fig. 20-29 *c*). Ici, les courants sont inégaux, le plus grand circulant dans le conducteur qui a la plus grosse

section. Il est possible par ce moyen d'obtenir à volonté à peu près n'importe quelle résistance d'entrée.

Le dipôle replié a une autre propriété intéressante, à laquelle on a fait allusion plus haut, savoir une compensation automatique des variations

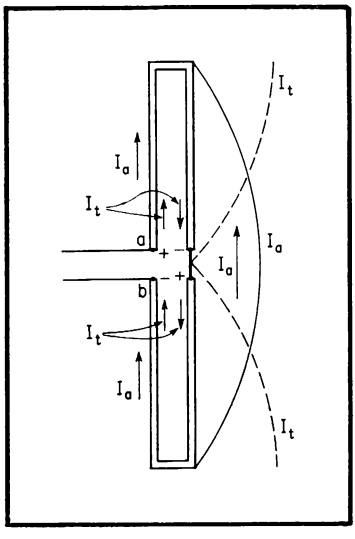


Fig. 20-30. — Dipôle replié montrant les courants d'antenne I_a et les courants de lignes I_t.

de réactance par le principe du dispositif de la figure 20-28 *b*. En examinant la figure 20-30, on voit qu'on peut considérer le dipôle replié comme constitué de deux lignes quart d'onde court-circuitées réunies par un côté et alimentées en série de l'autre. Mais, dans le cas de lignes, les courants seraient tels qu'indiqué par les flèches I_t, alors que dans une antenne ils correspondent à ce qu'indiquent les flèches I_a. Toutefois, ces dernières concernent en réalité un dipôle simple, alors que, dans le dipôle replié, *les deux sortes de courants circulent.* Les courants I_t, étant en opposition, ne contribuent pas au rayonnement; mais ils ont une influence sur l'impédance d'entrée, qui peut être représentée comme l'impédance d'antenne du dipôle en parallèle avec les réactances des lignes court-circuitées branchées en série. Comme il a été expliqué précédemment, les variations de réactance de ces lignes compensent celles de l'antenne, et il en résulte une impédance beaucoup plus constante que celle du dipôle simple, lorsqu'on s'écarte de la fréquence centrale. Néanmoins, il faut noter qu'au *double* de cette fréquence, les lignes court-circuitées sont des sections *demi-onde,* ce qui court-circuite les bornes d'entrée et rend l'antenne inutilisable. Il est important de tenir compte de ce fait pour la réalisation d'antennes de télévision, quand il s'agit de couvrir une gamme dépassant un rapport de fréquences de un à deux.

Antennes d'émission pour télévision.

Indépendamment de la polarisation, qui peut être selon les cas verticale ou horizontale, une antenne de télévision doit généralement avoir un rayonnement omnidirectionnel dans un plan horizontal. En outre, l'impédance de l'antenne doit être sensiblement constante et égale à celle de la ligne qui l'alimente sur toute la largeur du canal, faute de quoi des réflexions se produiront, et, surtout si la ligne est longue, les courants retardés qui y circuleront produiront des rayonnements parasites se traduisant à la réception

par des « images fantômes ». On voit donc qu'en émission, l'adaptation d'impédance doit être parfaite.

Les considérations sur la directivité et la polarisation font rejeter le simple dipôle. Mais une simple antenne en boucle ayant un axe vertical satisfait aux exigences, et de nombreux modèles d'antennes de ce genre ont été établis pour V. H. F. et U. H. F. Une fente verticale dans un cylindre vertical satisfait également aux conditions posées. On sait que la polarisation

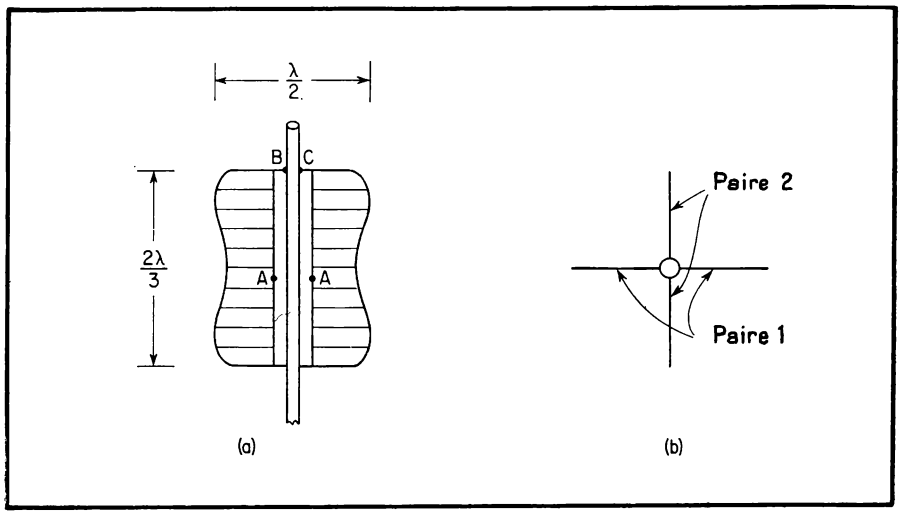


Fig. 20-31. — Antenne « tourniquet ».

est perpendiculaire à la fente; elle est donc horizontale, et c'est le cas général envisagé ici. Si la plaque dans laquelle est découpée la fente est enroulée en cylindre, et si le diamètre de ce cylindre ne dépasse pas $\lambda/5$ environ, le rayonnement est pratiquement uniforme dans un plan horizontal.

L'un des modèles les plus fréquemment employés, avec de très bons résultats, est l'antenne dite « tourniquet », que représente la figure 20-31. Cette antenne possède quatre éléments, comme on le voit en *b*, et la figure *a* montre l'aspect d'une paire de ces éléments. Il s'agit encore, en fait, d'une antenne en fente verticale, mais la plaque métallique est remplacée par une grille en tubes qui donne moins de prise au vent sans diminuer les qualités du dispositif. Il existe un court-circuit en B C, et l'attaque par la ligne se fait aux points A A. Les courbures ont été déterminées pour obtenir des caractéristiques d'impédances optima.

Pour une seule paire, le rayonnement n'est pas omnidirectionnel. C'est celui d'une fente verticale ou d'un dipôle horizontal, c'est-à-dire un huit, comme le montre la figure 20-3. Pour obtenir un rayonnement uniforme, on emploie une seconde paire placée dans un plan perpendiculaire (fig. 20-31 *b*). Les deux paires sont alimentées par des courants égaux déphasés de 90°. Ce déphasage est nécessité par le fait que deux diagrammes en huit ne donnent pas, comme on pourrait le penser, un diagramme en trèfle à quatre feuilles ou approchant, mais un huit plus allongé décalé de 45° (fig. 20-32 *a*). Au moyen du déphasage de 90°, on obtient un champ tournant qui équivaut à un diagramme circulaire (*b*).

Antennes de réception.

Le choix d'une antenne de réception pour télévision amène aux mêmes considérations que pour les autres fonctions. Il faut que son impédance soit aussi voisine que possible de celle de la ligne qui la couple au récepteur, afin que celui-ci reçoive la plus grande partie possible de l'énergie induite, au lieu, tout simplement, de faire rayonner de nouveau cette énergie si l'adaptation est mauvaise. Toutefois, les exigences sont moins sévères que dans le cas de l'émission, en ce qui concerne l'adaptation de l'antenne à la ligne, pourvu que cette dernière soit correctement adaptée au circuit d'entrée du récepteur, car c'est du côté de celui-ci que les réflexions risquent de se produire. S'il y a des tolérances, c'est donc du côté de l'antenne qu'on peut les admettre. Quant à la directivité, elle est nécessaire pour l'une ou l'autre des raisons suivantes (ou les deux) : une directivité aiguë améliore le rapport signal/souffle, ce qui est important dans le cas où le signal est faible, car elle équivaut à une augmentation du gain. Quand le signal est plus fort, elle peut être moins nécessaire, sauf lorsqu'elle sert à éliminer des signaux gênants provenant d'autres émetteurs ou de réflexions causant des « images fantômes ».

La troisième considération est celle de la bande passante, qui, on l'a vu, doit être large. Il est relativement aisé de construire une antenne ne répondant qu'à cette seule exigence : un dipôle ordinaire ou replié (« trombone ») fait l'affaire, s'il est en tube assez gros. Pour augmenter la directivité, il faut faire appel à des éléments multiples, ce qui est le cas de l'antenne Yagi, dont il sera question plus loin. Le problème se complique lorsqu'il s'agit de recevoir plusieurs canaux. S'il s'agit par exemple de recevoir les bandes I et III, soit environ de 45 à 220 MHz, le rapport des fréquences extrêmes étant approximativement de 1 à 4, il est évident qu'un dipôle accordé par ses dimensions sur la fréquence la plus basse, en demi-onde, correspondra à deux ondes entières à l'autre extrémité de la gamme. La figure 20-33 *a* montre que dans le cas d'un dipôle mince, il en résultera des variations d'impédance

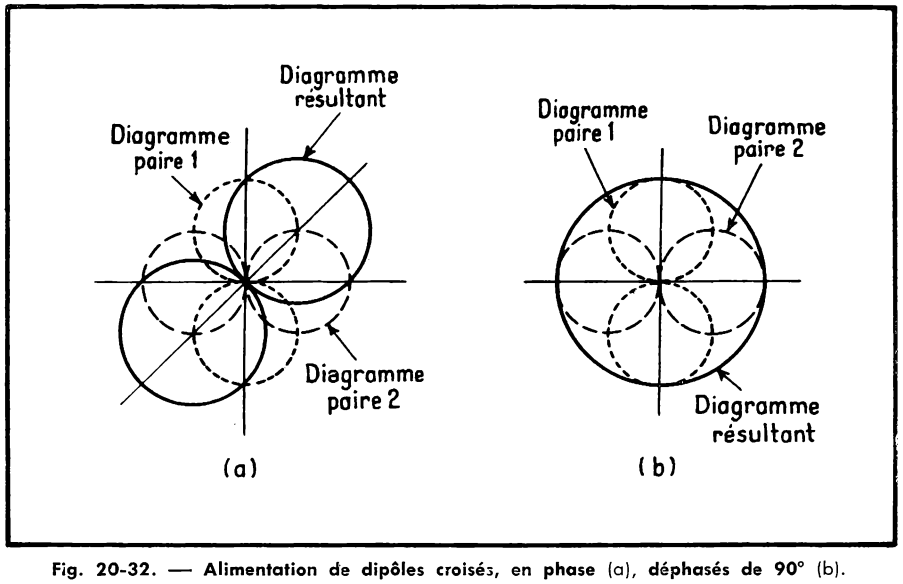


Fig. 20-32. — Alimentation de dipôles croisés, en phase (a), déphasés de 90° (b).

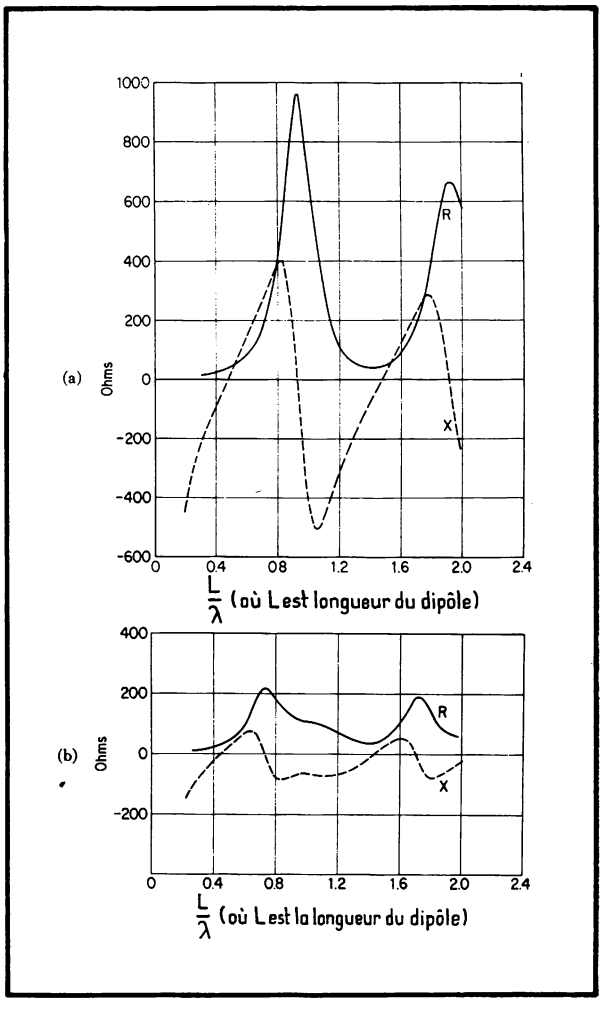


Fig. 20-33. — Variations d'impédances d'un dipôle mince (en a) **ou épais** (en b), **en fonction de ses dimensions d'accord.**

énormes, de quelque 40 Ω à près de 1000 Ω. Un dipôle en gros tube (fig. 20-33 *b*) présente de moins fortes variations, et il serait à la rigueur possible d'en faire usage pour des signaux assez puissants, en négligeant la question de la directivité. Or, on se tromperait en tenant celle-ci pour négligeable, quand bien même il s'agirait de recevoir deux émetteurs situés au même endroit ou dans la même direction, mais fonctionnant sur des fréquences assez écartées. En effet, si on examine la figure 20-13, on voit que pour des dimensions d'antennes différant sensiblement d'une longueur d'onde, une rotation de la directivité se produit : elle n'est plus perpendiculaire à l'antenne, et même, quand la longueur de celle-ci est égale à 2 λ, il y a un point nul dans cette direction. Par conséquent, il sera nécessaire de modifier son orientation pour recevoir les fréquences élevées. On peut dans une certaine mesure corriger ce défaut en employant des antennes en V (fig. 20-34) (le plan du V est horizontal). Aux fréquences les plus basses, les caractéristiques ne sont pratiquement pas modifiées, mais aux fréquences

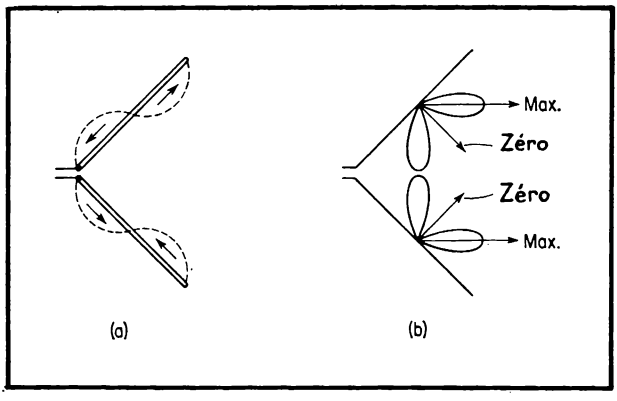


Fig. 20-34. — Antenne en V. En a, répartition du courant ; en b, diagramme de rayonnement de chaque branche quand la longueur de chacune est d'une longueur d'onde.

élevées, le point nul est supprimé. On en voit la raison sur la figure *b*, montrant que lorsque chaque élément a une longueur λ, les directions de sensibilité nulle sont décalées de l'angle du V, et deux lobes dirigés vers l'avant s'additionnent pour donner une sensibilité assez élevée. La figure 20-35 montre une variante où chacune des branches du V est formée de tubes en éventail. Cette disposition améliore les caractéristiques d'impédance.

Il existe d'autres moyens de construire des antennes à très large bande. La figure 20-36 en représente un. On voit que l'on a affaire à deux antennes couplées à la même ligne, et par conséquent branchées en parallèle, l'une pour les fréquences basses et l'autre pour les fréquences élevées. Ce sont deux dipôles résonnant en demi-onde, ce qui fait, étant donné les rapports de fréquence, que le grand dipôle est quatre fois plus long que le petit. A la fréquence la plus basse, les éléments de ce dernier n'ont qu'une longueur de λ/16, et par suite une réactance élevée qui ne produit pas d'effet de shunt

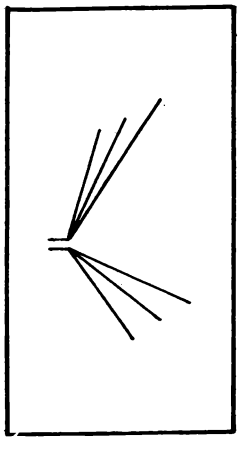


Fig. 20-35. — Dipôle en éventail.

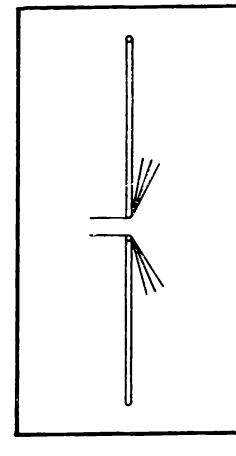


Fig. 20 - 36. — Dipôle pour deux bandes.

sur le grand dipôle, dont l'impédance est basse à cette fréquence. A l'opposé, c'est-à-dire aux fréquences maxima, la situation se renverse : c'est le grand dipôle qui a une impédance très élevée (voir fig. 20-33 *a*) dont l'effet est négligeable sur l'impédance basse du petit. Il en résulte qu'ils fonctionnent d'une manière pratiquement indépendante, l'un sur la bande basse et l'autre sur la bande haute. Il existe d'autres formes ayant un fonctionnement semblable.

Quand il ne s'agit que d'un seul canal et qu'on désire une haute direc-

tivite, on emploie fréquemment l'antenne Yagi (du nom de son inventeur) qui comporte un dipôle et un certain nombre d'éléments dits parasites, dont un réflecteur, à l'arrière, et un nombre variable de directeurs, à l'avant du dipôle (c'est-à-dire, bien entendu, du côté de l'émetteur à recevoir).

Les éléments parasites ne sont pas reliés à la ligne de transmission. Leur excitation provient des courants qui y sont induits, et les phases et amplitudes de ces courants dépendent de l'espacement des éléments et de leurs réactances. Celles-ci peuvent être modifiées en agissant sur leurs longueurs. En général, l'écart entre éléments est de l'ordre de 0,1 à 0,15 λ, les directeurs ont une longueur inférieure à λ/2, tandis que la longueur du réflecteur est supérieure à cette valeur. La figure 20-37 représente une antenne

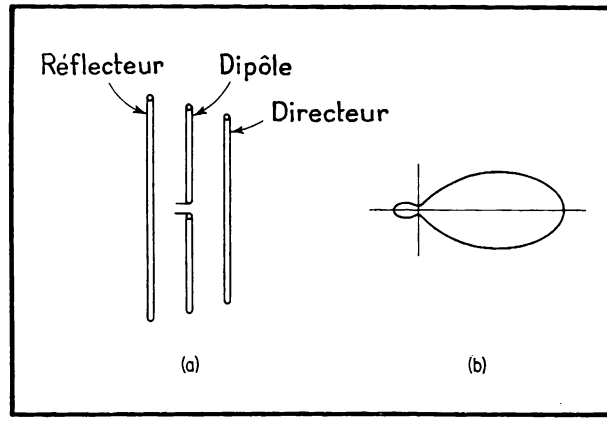


Fig. 20 - 37. — Antenne Yagi (a) et diagramme de rayonnement (b).

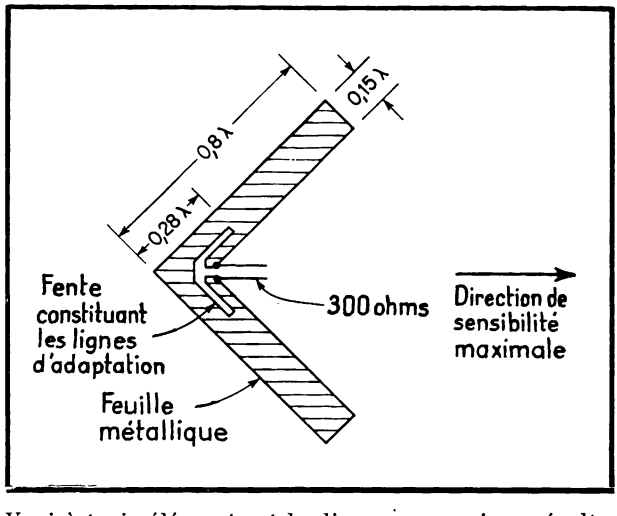


Fig. 20 - 38. — Antenne plate en V. Les dimensions sont établies pour résonner sur le centre de la bande à couvrir.

Yagi à trois éléments et le diagramme qui en résulte. Du fait que la présence des éléments parasites réduit fortement l'impédance du dipôle, on emploie fréquemment pour celui-ci un élément replié (« trombone ») donnant une impédance résultante plus facile à adapter à la ligne.

Comme le diagramme d'une antenne Yagi dépend des dimensions des parasites évaluées *en longueurs d'ondes*, il varie notablement avec la fréquence pour une disposition d'éléments donnée. C'est pourquoi on ne peut

en attendre de bons résultats en dehors du canal pour lequel l'antenne a été établie. Cependant, il est quelquefois possible de capter avec la même antenne deux ou trois canaux *adjacents*.

Dans la bande U. H. F. (de 470 à 890 MHz), l'antenne peut être plus simple parce que, en dépit de l'étendue en fréquence, mesurée en valeur absolue, le *rapport* des fréquences extrêmes n'est même pas de 1 à 2. En outre, à ces fréquences, les longueurs d'onde sont petites (60 cm pour 500 MHz), ce qui rend aisée la construction mécanique d'une antenne, même très directive. La plupart des types employés en V. H. F. peuvent l'être également en U. H. F., moyennant une adaptation des dimensions, et on peut en outre se servir de types qui ne seraient pas pratiques à d'autres fréquences. C'est le cas de l'antenne plane en V représentée figure 20-38, qui est très simple et donne de bons résultats. A cause de sa forme et de la grande surface du conducteur constituant, cette antenne a en effet un diagramme et des caractéristiques d'impédance très satisfaisants sur toute l'étendue de la bande U. H. F. Les fentes réalisent des lignes court-circuitées procurant un effet de compensation d'impédance. Le diagramme est un faisceau unique dans le sens de la flèche, et le gain va de 10 dB, à la fréquence la plus basse, à 12 dB à la fréquence la plus élevée, avec une impédance de sortie correcte pour une ligne à 300 Ω sur toute l'étendue.

Cadres.

L'antenne-cadre, représentée sur la figure 20-39, possède des propriétés directives très utiles. En général, les dimensions d'une telle antenne sont petites par rapport à la longueur d'onde, de sorte que les courants dans les brins du cadre sont tous en phase (comme l'indiquent les flèches). Il s'ensuit que les deux brins verticaux du cadre sont équivalents à deux antennes distantes d'une fraction de longueur d'onde et parcourues par des courants égaux et opposés. Le diagramme de rayonnement horizontal est donc un diagramme « en huit », dont la direction d'annulation est orthogonale au plan du cadre. Les courants dans les brins horizontaux étant également égaux et opposés, leur diagramme est aussi un diagramme « en huit » (vertical cette fois-ci) dont la direction d'annulation est perpendiculaire au plan du cadre. L'existence de cette direction d'extinction rend les antennes - cadres très utiles dans la radiogoniométrie.

Radiogoniomètres et radio-compas.

Les appareils désignés par ces noms sont parmi les plus simples et les plus utiles à la navigation. Ils sont employés tant par l'aviation que par la marine.

L'antenne employée presque exclusivement dans la radiogoniométrie, à cause de ses dimensions réduites, est l'antenne-cadre.

Quand le plan du cadre est orienté perpendiculairement à la direction des ondes polarisées verticalement, deux signaux d'égale amplitude sont induits dans les deux brins verticaux du cadre; comme ces signaux s'opposent et s'annulent, on n'entendra aucun signal. Supposons maintenant que l'on ait fait tourner le cadre de 90° par rapport à la position précédente. Les courants induits dans chaque brin ne sont plus maintenant en opposition exacte de phases, à cause de la différence de marche des ondes correspondantes. Un signal sera donc entendu. Ce signal pourra être renforcé en disposant un condensateur variable d'accord aux bornes du cadre.

Lorsqu'un cadre est monté de façon à pouvoir tourner autour d'un axe vertical, et qu'il est accordé sur un émetteur, le volume du signal reçu dépendra de l'orientation du cadre par rapport à la direction de cet émetteur. Quand le plan du cadre fait un angle droit avec cette direction, le signal est nul; il sera maximum quand on aura fait tourner le cadre de 90° par rapport à la direction précédente. Ainsi, la position de signal maximum, comme celle de l'extinction, peuvent être utilisées pour la détermination d'une direction. On emploie la direction d'annulation parce qu'elle donne une indication plus précise.

Quand un cadre est orienté suivant la direction du signal nul, ou celle du signal maximum, il subsiste une incertitude de 180° quant à la direction de la station émettrice. Dans certains cas, dans la navigation maritime en particulier, la direction approximative de la station est connue par ailleurs, ce qui supprime l'ambiguïté. Dans les autres cas, on utilise quelquefois une petite antenne de lever de doute. Le signal induit dans cette antenne est

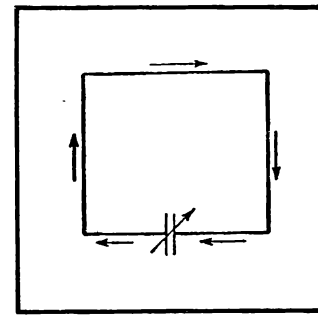


Fig. 20 - 39. — Antenne cadre.

envoyé dans le cadre qui est ainsi déséquilibré et reçoit plus fort dans l'une des directions de signal maximum que dans l'autre. Avant de se servir de l'antenne de lever de doute, un relèvement est effectué suivant une direction d'extinction (le cadre fonctionnant seul). Un commutateur branche ensuite l'antenne qui permet d'orienter le cadre suivant la direction du signal le plus fort. Un index solidaire du cadre indique alors la direction véritable de la station reçue.

Les relèvements obtenus avec les cadres sont sujets à certaines erreurs, qui peuvent être évitées par une construction ou un étalonnage soignés. Quand un cadre n'est pas équilibré par rapport au sol, il est parcouru par des courants parasites inégaux et les directions de signal nul sont modifiées. Comme ces directions ne sont plus exactement à 180° l'une de l'autre, les relèvements sont incorrects. Ces causes d'erreurs peuvent être éliminées en disposant autour du cadre un blindage électrostatique et en l'équilibrant soigneusement par rapport au sol. De petits condensateurs ajustables sont quelquefois employés pour supprimer le déséquilibre résiduel.

La présence de fils et autres masses métalliques au voisinage d'un cadre peut fausser les lectures.

La composante horizontale de l'onde indirecte réfléchie par l'ionosphère induit dans les brins horizontaux d'un cadre des tensions qui modifient la direction d'extinction et faussent les relèvements (de nuit). Cette *erreur de nuit* peut être éliminée presque complètement en employant l'antenne *Adcock*. La disposition d'une antenne Adcock, dont les brins forment la lettre H, est indiquée sur la figure 20-40.

En ce qui concerne les ondes polarisées verticalement, le fonctionnement de cette antenne est le même que celui d'un cadre ordinaire. Par contre, la composante horizontale de l'onde y induit des tensions qui s'annulent aux

bornes de sortie de l'antenne et ne produisent aucun signal. Une antenne Adcock de petites dimensions fournit un signal très faible, car elle équivaut à un cadre formé d'une seule spire. Les antennes Adcock permettent d'effectuer des relèvements précis dans des conditions auxquelles un cadre ordinaire ne pourrait être employé.

On peut adjoindre à un cadre rotatif un appareil construit de façon à indiquer au pilote si l'avion se dirige vers la station écoutée ou s'il dévie à droite ou à gauche de cette direction. Un tel appareil porte le nom de radio-

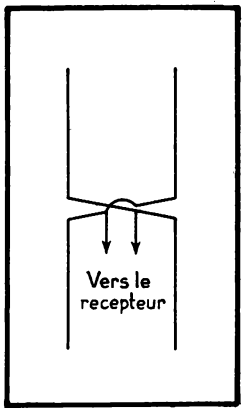


Fig. 20 - 40. — Antenne Adcock.

compas. L'un des modèles de radio-compas fait usage d'un cadre orienté perpendiculairement à la ligne de vol et d'une antenne verticale fournissant un signal maximum dans la direction de l'avance de l'avion. Quand celui-ci se dirige vers la station émettrice, l'aiguille de l'appareil indicateur reste au milieu d'un cadran gradué; elle dévie de sa position quand l'avion change de cap. Un tel dispositif permet à l'avion de suivre un cap donné, et notamment celui de sa base d'attache.

Un autre modèle de radio-compas est basé sur le même principe que le précédent, mais comporte un cadre tournant qui permet au pilote d'effectuer des relèvements sur des émetteurs situés hors de son cap, sans changer sa ligne de vol. Le grand avantage de ce type d'appareil est de permettre des corrections de dérive qui sont impossibles dans le cas des radio-compas à cadre fixe.

CHAPITRE XXI

RADARS, RELAIS, COMMUNICATIONS EN IMPULSIONS

Les différentes matières de ce chapitre ont beaucoup de points communs, d'où leur groupement. L'un de ces points est l'emploi de fréquences très élevées, de « micro-ondes » — des milliers de mégahertz, — d'antennes directionnelles de types très particuliers, d'impulsions, de tubes et de montages spéciaux délivrant de hautes puissances de pointe. Les techniques en jeu sont récentes. Néanmoins, les principes fondamentaux sont ceux qui ont été exposés jusqu'à présent dans ce livre.

Radar.

Considérons une lampe-torche. La petite ampoule et les piles ne délivrent pas une grande puissance lumineuse, mais la lumière est concentrée et dirigée par un réflecteur et une lentille, de sorte que, dans cette direction, le faisceau lumineux atteint une intensité relativement élevée. Quand on déplace ce faisceau pour chercher un objet dans l'obscurité, au moment où le faisceau atteint l'objet, celui-ci renvoie une partie de la lumière, qui est reçue par les yeux. On peut ainsi localiser l'objet et même évaluer la distance à laquelle il se trouve.

Le radar opère de manière analogue, mais au moyen d'un faisceau d'ondes radio-électriques au lieu de lumière. Ces ondes sont émises par impulsions brèves, séparées d'intervalles assez longs par rapport à leur durée, et pendant lesquels un récepteur capte les échos qui se produisent lorsque les ondes rencontrent des objets. Les premiers reçus de ces échos proviennent des objets les plus proches, puis, de distance en distance, d'objets de plus en plus éloignés. Quand un temps suffisant s'est écoulé pour que tous les échos soient parvenus au récepteur, l'émetteur envoie une nouvelle impulsion, suivie d'un nouveau temps d'écoute, et ainsi de suite. Cette énergie réfléchie par les objets permet de mesurer leur distance, leur altitude, leur vitesse de déplacement éventuelle, et même, moyennant certaines dispositions, leurs dimensions et leurs formes.

Éléments essentiels d'un radar simple.

Un radar simplifié comporte les éléments suivants :

1. Un émetteur de radio produisant des impulsions brèves sous une grande puissance instantanée.

2. Une antenne mobile projetant ces ondes en un faisceau étroit, et servant également à capter les ondes réfléchies avec la même sélectivité directionnelle.

3. Un récepteur qui détecte l'onde réfléchie captée par l'antenne.

4. Un dispositif indicateur étalonné en distances, de manière à indiquer en lecture directe l'éloignement de l'objet sur lequel se produit la réflexion.

5. Un système de commutation branchant l'antenne tour à tour sur l'émetteur, au moment de l'émission des impulsions, et sur le récepteur pendant le temps d'écoute.

La figure 21-1 montre en schémas-blocs ces différents éléments et leur groupement, constituant un radar du type le plus simple possible. En haut et à gauche se trouve le générateur produisant les impulsions brèves, d'espacement prédéterminé. Chaque fois qu'une impulsion est produite se déroule le processus ci-dessous.

L'impulsion parvient à l'émetteur. Celui-ci, qui est inactif en son absence, se déclenche alors et émet un bref train d'ondes de grande puissance, sur sa fréquence de porteuse. Cette puissance à haute fréquence traverse un relais à gaz unidirectionnel (A T R), dont la fonction sera expliquée plus loin, puis un second relais (T R) qui transmet la puissance à l'antenne et en même temps déconnecte automatiquement le récepteur pendant la durée de l'impulsion.

L'onde est alors lancée dans l'espace. Si elle vient à rencontrer un obstacle quelconque, une partie de l'énergie à haute fréquence est réfléchie par celui-ci et renvoyée vers l'antenne. Il faut donc que, dès la fin de l'impulsion, le récepteur soit remis en activité au moyen du relais T R, qui le rebranche sur l'antenne.

Ce récepteur est un superhétérodyne de type relativement classique, comportant oscillateur local, mélangeur, amplification à fréquence intermédiaire, détection et amplification vidéo. Le mélangeur combine le signal local avec le signal réfléchi induit par l'antenne pour produire la fréquence intermédiaire. La sortie du récepteur attaque le dispositif indicateur, qui donne la distance de l'objet sur lequel s'est produit l'écho. Cet indicateur est un tube cathodique sur l'écran duquel le temps est porté en abscisse et l'amplitude en ordonnée. Il faut en outre un moyen de marquer le temps écoulé entre l'émission de l'impulsion et la réception de l'écho.

Le tube cathodique est balayé selon une ligne horizontale, la ligne « temps ». Une impulsion produit une petite déviation dans le sens vertical, un « pip ». Au moment où le générateur d'impulsions en produit une et l'envoie à l'émetteur, une fraction de cette impulsion est également appliquée au tube cathodique, produisant sur l'écran de celui-ci un « pip » de départ. L'impulsion de retour, amplifiée par le récepteur, lui est appliquée, et produit un « pip » d'écho, écarté du premier d'une distance correspondant au temps écoulé entre émission de l'impulsion et réception de l'écho. Le balayage du tube est synchronisé avec le générateur d'impulsions, de manière que le « pip » de départ se trouve au bord de l'écran, du côté gauche, et que les « pips » soient immobiles. L'écran est gradué, dans sa largeur, en mètres, kilomètres, etc., selon l'emploi de l'appareil.

Les relais A T R et T R sont des dispositifs de commutation rapide spécialement adaptés aux fonctions en question. Aucun dispositif mécanique,

en effet, ne serait capable de suivre la fréquence de récurrence des impulsions. Ces relais sont des tubes à décharge dans un gaz, décharge qui est déclenchée par l'application de la puissance à haute fréquence provenant de l'émetteur, et qui dure autant que celle-ci est appliquée.

Amplificateur vidéo.

Il a été question d'amplification vidéo, et non d'amplification à basse fréquence. Pourquoi? Parce que les impulsions émises par un radar sont de forme rectangulaire, et très brèves, ce qui conditionne la précision du système. Or, pour reproduire correctement une impulsion rectangulaire, il faut un amplificateur capable de passer une large bande de fréquences, car cette impulsion

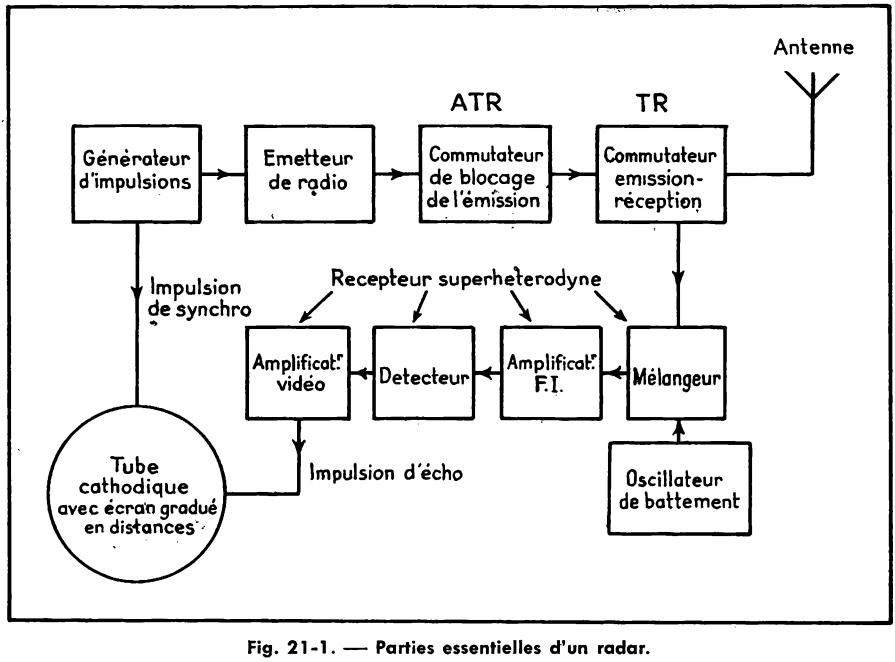


Fig. 21-1. — Parties essentielles d'un radar.

représente une onde fondamentale sinusoïdale et de nombreuses harmoniques de celle-ci. Si ces harmoniques ne sont pas transmises intégralement, l'impulsion perd sa forme rectangulaire, est élargie et réduite en amplitude, de manière à devenir inutilisable pour la technique en question. La bande passante nécessaire s'étend bien au-delà des fréquences acoustiques, de sorte que l'amplificateur nécessaire est très semblable à un amplificateur vidéo de télévision, d'où le terme employé.

Fréquence de récurrence des impulsions.

A quel rythme les impulsions doivent-elles être émises? Dans les cas simples, une latitude considérable est permise. Néanmoins, il existe des limites, déterminées par le temps que demande le déroulement du processus

complet, depuis la production de l'impulsion jusqu'à l'inscription de l'écho sur le tube indicateur, temps après lequel une nouvelle impulsion peut être émise.

On sait qu'une onde électromagnétique se déplace à une vitesse d'environ 300 000 km/s. Si l'on reçoit un écho provenant d'un objet situé par exemple à 480 km, l'aller et retour de l'onde est de 960 km. Il est donc évident que le temps pris par cet aller et retour sera :

$$t = \frac{960}{300\,000} = 0{,}0032 \text{ s}$$

Autrement dit, l'écho parviendra au récepteur au bout de 1/310e de seconde. On ne peut donc émettre une impulsion tous les 1/310e de seconde, car le départ masquerait l'arrivée de l'écho. Mais on peut adopter un rapport de un à deux, c'est-à-dire émettre 165 impulsions par seconde. De cette manière, il y aura assez d'intervalle pour que le processus se déroule entièrement, et que tous les échos soient reçus avant l'envoi d'une nouvelle impulsion. Le faisceau du tube cathodique sera revenu au point de départ et tout sera prêt à produire un nouveau cycle. Quand il s'agit de moindres distances, la fréquence de récurrence peut être plus élevée, car le temps nécessaire au retour des échos les plus faibles est réduit, et le système peut être remis plus vite en activité.

La figure 21-2 montre ce qu'on peut observer sur le tube cathodique indicateur. A gauche se trouve l'impulsion de départ, marquant le temps où l'émetteur se déclenche. A droite, on voit deux échos, l'un provenant d'un objet situé à 43 km, l'autre d'un objet situé à 70 km, et de plus grande étendue, puisque l'impulsion réfléchie est de plus grande amplitude en dépit de la distance supérieure.

Base de temps.

Dans la plupart des radars, on peut régler la fréquence de la base de temps en fonction de la distance à mesurer. Par exemple, sur la figure 21-2, on constate qu'il ne serait pas possible de mesurer la distance d'un obstacle distant de 2 km ou de 150 km. En changeant la vitesse du balayage — et partant, en même temps, l'étalonnage en distances — de telles mesures deviennent possibles.

Durée des impulsions. — Pouvoir séparateur.

La durée des impulsions est un facteur important, en particulier pour la mesure des courtes distances. Il faut, en effet, que le système passe de la position « émission » à la position « réception » avant qu'aucun écho ne puisse être revenu. Cela détermine la distance minimum à laquelle un objet peut être localisé. Une impulsion d'une durée de 2 μs occupe dans l'espace une distance radiale de l'ordre de 650 m. Si le radar est celui d'un aérodrome, il peut être nécessaire de mesurer, dans l'obscurité ou le brouillard, des distances de l'ordre de 200 m. Dans ce cas, le front avant de l'impulsion de 2 μs sera réfléchi avant que le front arrière soit émis, et reviendra au récepteur alors que celui-ci sera encore bloqué, et ne pourra le recevoir. Une portion de l'écho pourra être captée à la fin, mais cela ne donnera pas d'indication précise. Il est évident que si un objet est distant de moins de la moitié du train d'ondes constituant une impulsion, ce cas se produira forcément. Par conséquent, avec une impulsion d'une durée de 1 μs, une distance de l'ordre de 160 m est à peu près le minimum qu'on

puisse mesurer. Et pour mesurer une distance de l'ordre de 30 m, il faudrait une impulsion très brève, d'un cinquième de microseconde environ.

La durée de l'impulsion détermine aussi la possibilité de distinguer deux objets proches l'un de l'autre; par exemple, deux avions éloignés se suivant à courte distance ne donneront deux échos séparés qui si l'impulsion est très brève, pour la même raison que ci-dessus, car une impulsion trop longue englobera les deux et les échos seront confondus. Avec une durée d'impulsion de 1 μs, deux avions ne seront distingués que si l'un est plus éloigné que l'autre d'environ 160 m. Si l'impulsion est de 5 μs, il faudra environ 800 m

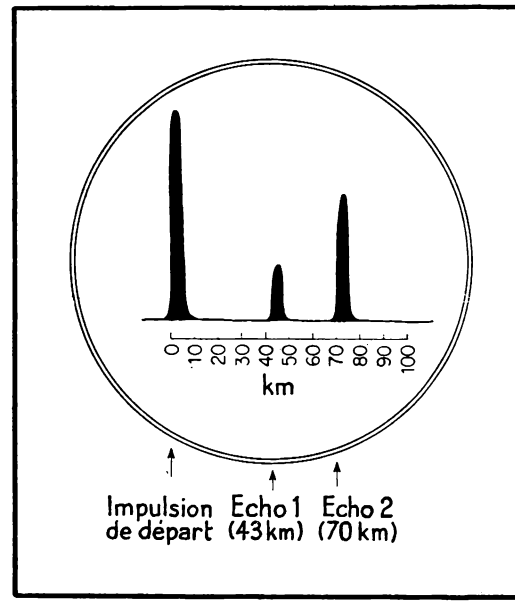


Fig. 21-2. — Graduation du tube cathodique pour la mesure des distances par radar.

entre les deux avions. Néanmoins, les impulsions longues ont certains avantages, parce qu'elles représentent une plus grande quantité d'énergie, et que l'écho sera plus puissant et par conséquent plus facile à détecter à longue distance. En outre, une impulsion longue représente des fréquences composantes moins élevées, ce qui permet d'employer un récepteur à bande passante plus étroite. Comme le bruit de fond est proportionnel à cette largeur de bande, le rapport signal/bruit sera amélioré. Ce sont les raisons de l'emploi d'impulsions plus longues dans les radars à longue distance que dans ceux pour distances moyennes ou courtes.

On a expliqué plus haut la nécessité d'une large bande passante pour la reproduction sans distorsion des impulsions brèves. Cette largeur de bande des récepteurs est inversement proportionnelle à la durée des impulsions, et doit être d'une à deux fois l'inverse de la durée d'impulsion en secondes.

On voit donc que la portée d'un radar dépend du produit de la puissance et de la durée de l'impulsion, c'est-à-dire de la quantité d'énergie représentée par celle-ci. Il s'ensuit qu'un compromis est nécessaire entre la portée et la résolution demandée.

En outre, la puissance de signal minimum qui peut être détectée varie directement avec la largeur de bande passante du récepteur, quand celle-ci est convenable à la reproduction d'une impulsion de durée donnée, et elle varie approximativement à l'inverse de la racine carrée du nombre d'impulsions qui atteignent l'objet lors de chaque balayage.

Fréquences de porteuses.

Les fréquences susceptibles d'être employées pour les radars couvrent un spectre assez étendu, mais il existe des limites pratiques à leur usage. On désire notamment que les faisceaux d'ondes projetés soient aussi étroits que possible, et pour cela, l'antenne doit être grande par rapport à la longueur d'onde, ce qui impose des dimensions physiques prohibitives aux fréquences trop basses. Par exemple, la même finesse de faisceau est obtenue à 5000 MHz avec une antenne dix fois plus petite qu'à 500 MHz, et cent fois plus petite qu'à 50 MHz. A cette dernière fréquence, une antenne ayant les caractéristiques souhaitables du point de vue de la finesse du faisceau devient un monstre énorme et coûteux, et aussi très difficile à déplacer pour balayer rapidement la zone d'action.

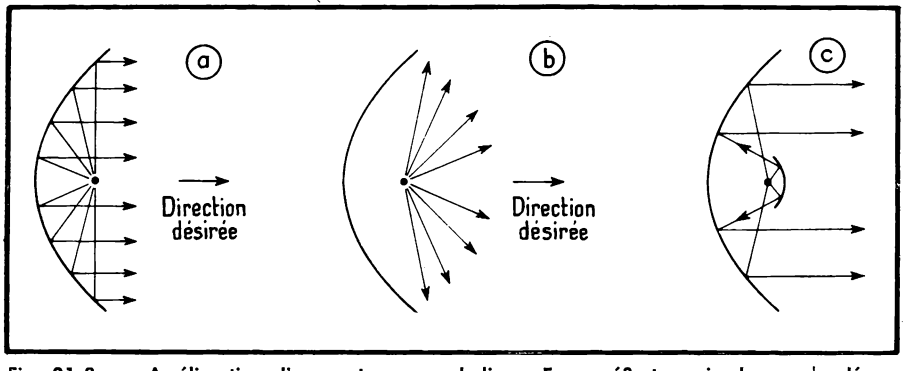


Fig. 21-3. — Amélioration d'une antenne parabolique. En a, réflecteur simple ; en b, déperdition d'énergie ; en c, un petit réflecteur auxiliaire empêche cette dispersion.

Pour la portée maximum, les fréquences favorables sont inférieures à 7500 MHz environ, parce qu'au-delà de cette fréquence l'humidité atmosphérique et la pluie causent une absorption considérable de l'énergie rayonnée.

Quant à la limite la plus basse en fréquence, elle se situe au point où les ondes acquièrent une longue portée par suite des réflexions dans l'ionosphère. Il est préférable qu'elles n'aillent pas plus loin que la portée utile, afin de ne pas causer de brouillages et d'interférences avec d'autres stations. Pour les courtes distances, on emploie des fréquences dépassant de beaucoup les 7500 MHz, lorsque l'absorption par l'atmosphère n'est pas gênante. La gamme des fréquences usuelles va d'environ 300 à 12 000 MHz, avec une tendance à la régression des fréquences les moins élevées.

Antennes.

Il a été question, dans le chapitre XX, du fonctionnement des antennes directionnelles pour faisceaux. On emploie beaucoup à cette fin les réflecteurs paraboliques. Comme le montre la figure 21-3, le rayonnement de la source qui atteint le réflecteur est renvoyé parallèlement à un axe. Mais si la source rayonne à l'extérieur du réflecteur, cela constitue une perte d'énergie. Afin de récupérer celle-ci, il est possible de faire usage d'un petit réflecteur auxiliaire, comme on le voit en *c*. De cette manière, le rayonnement est pratiquement utilisé en entier. Néanmoins, comme on le verra plus loin, on emploie souvent d'autres dispositions pour éviter ce genre de pertes. Le réflecteur auxiliaire a surtout été employé sur les fréquences les plus basses.

Gain de puissance de l'antenne.

Ce sujet a été traité de manière générale dans le chapitre XX. En pratique, le gain maximum que l'on peut obtenir d'une antenne est de l'ordre de 50 000, et cela pour deux raisons. D'abord, l'onde projetée ne sort pas du réflecteur sous la forme idéale d'un faisceau parfaitement parallèle. Une certaine déperdition se produit sur les bords, comparable au halo des systèmes optiques à grande ouverture, et la surface du réflecteur n'est pas elle-même parfaite et exempte de pertes.

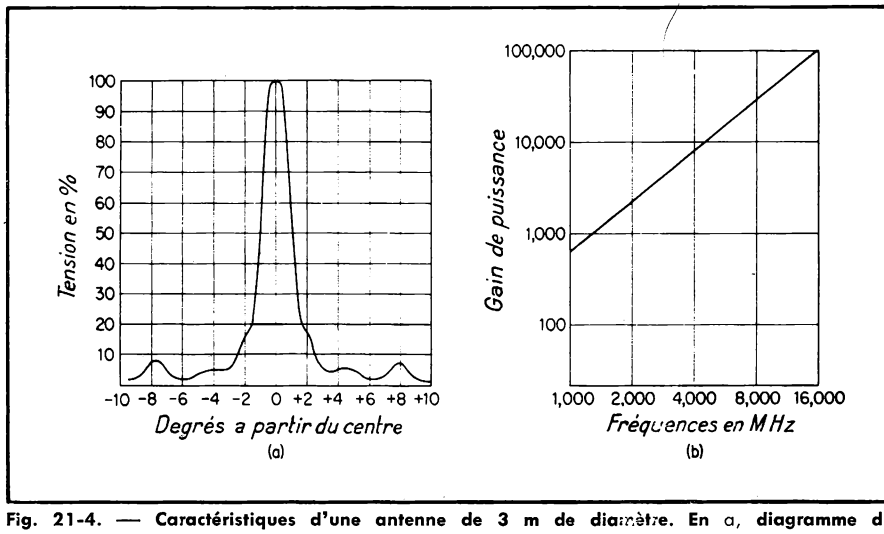


Fig. 21-4. — Caractéristiques d'une antenne de 3 m de diamètre. En a, diagramme du faisceau ; en b, gain de puissance.

La figure 21-4 *a* représente le diagramme d'efficacité d'une antenne parabolique de 3 m de diamètre fonctionnant à 4000 MHz. L'intensité du champ est pointée en pourcentage par rapport au maximum, pour des angles variés autour du point focal réel. La figure 21-4 *b* montre le gain de puissance de cette antenne à diverses fréquences. Ce gain, comparé à celui d'une source ponctuelle isotropique, est directement proportionnel à l'aire exprimée en longueurs d'onde, de sorte que si la fréquence double, le gain double théoriquement lui aussi, qu'il s'agisse de l'emploi en émission ou en réception. Dans le cas des antennes de grandes dimensions (fig. 21-5), le rendement dépend de la précision du tracé de la courbure et de son exécution, car de petites erreurs dans les dimensions sont importantes par rapport à la longueur d'onde; elles peuvent, en modifiant les parcours, introduire des composantes qui s'annulent au lieu de s'additionner.

Il existe, selon les fonctions, de nombreux types d'antennes à gain élevé, non seulement à réflecteur parabolique, mais en trompes ou cornets, ou combinant ces divers types. La figure 21-6 montre précisément la combinaison d'une trompe et d'une parabole. La trompe est alimentée en haute fréquence par un guide cylindrique aboutissant à son sommet, et elle est prolongée dans le haut par une portion de réflecteur parabolique, prélevée dans la surface virtuelle que représente la figure 21-7. Au lieu d'être dispersée sur toute cette surface, l'énergie est concentrée sur un étroit segment, et on obtient à moins de frais et d'encombrement un gain pratiquement équivalent. Cette antenne est employée pour les relais à micro-ondes Bell Téléphone. Elle

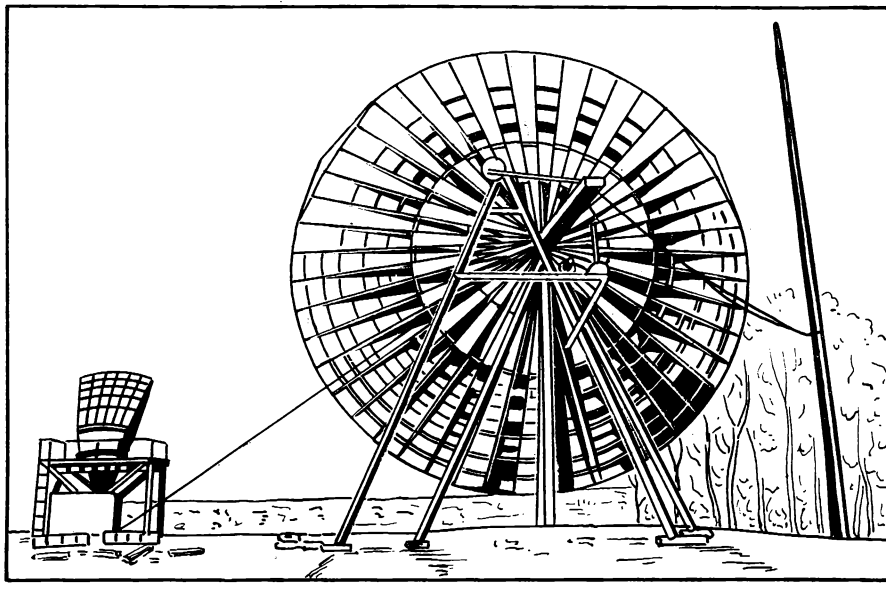


Fig. 21-5. — Antenne parabolique de grandes dimensions.

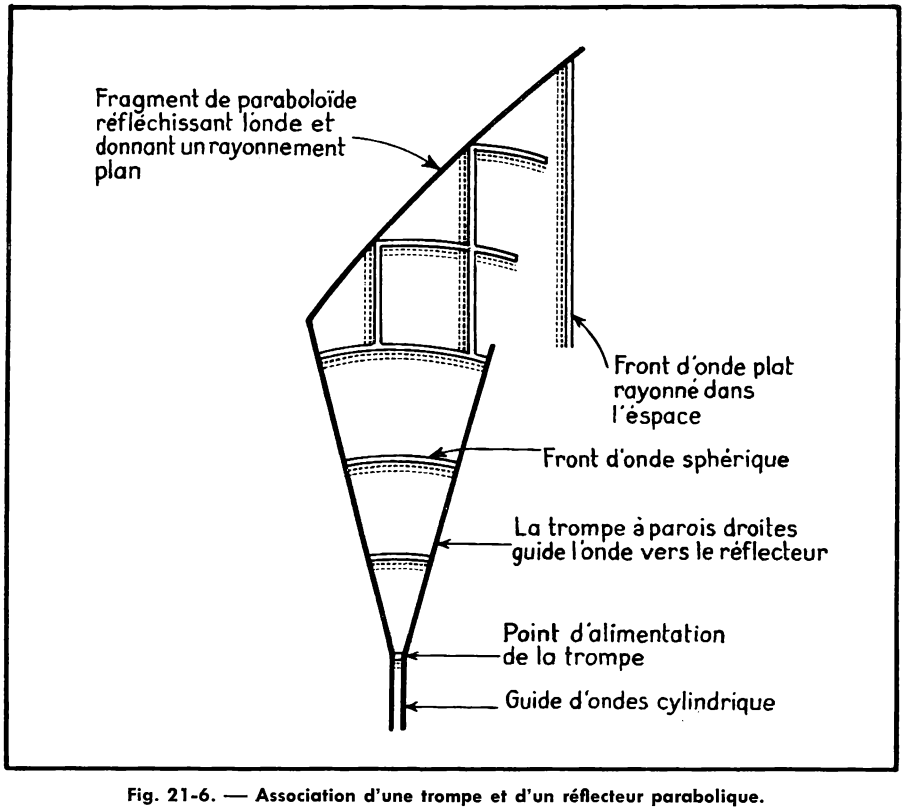


Fig. 21-6. — Association d'une trompe et d'un réflecteur parabolique.

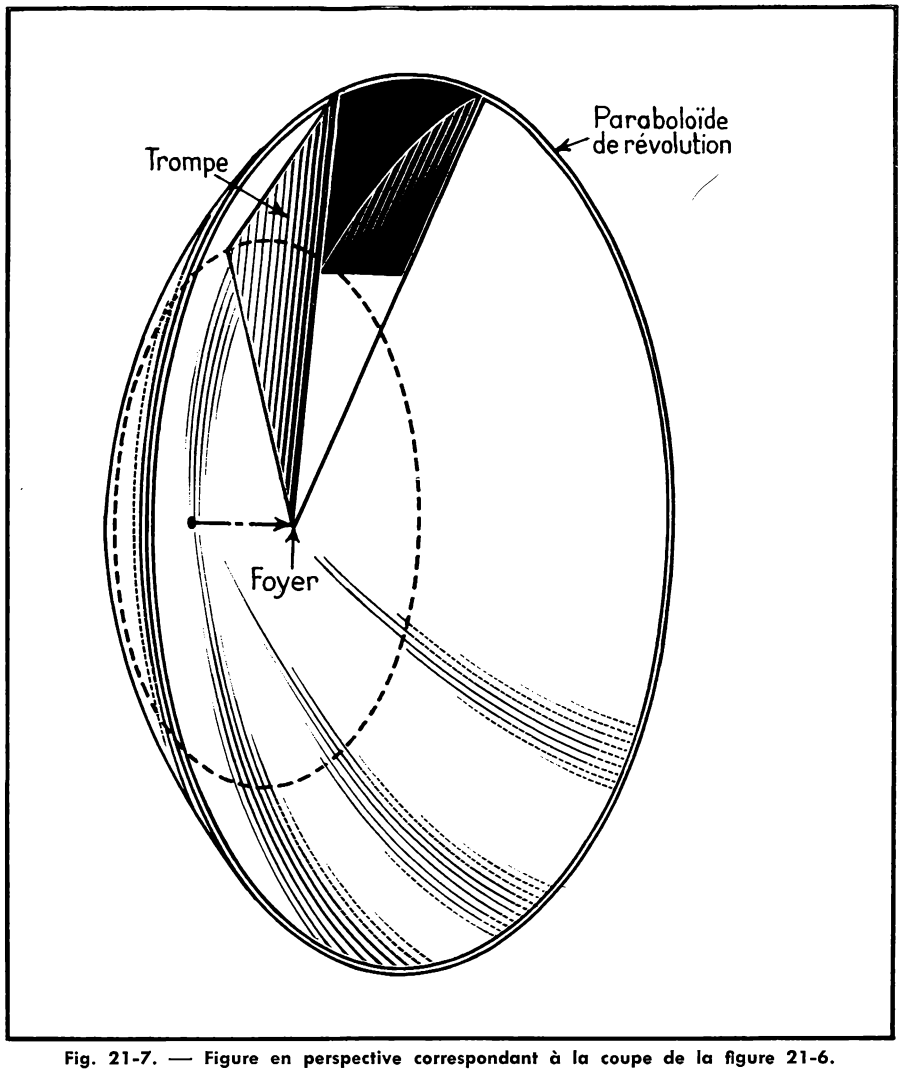


Fig. 21-7. — Figure en perspective correspondant à la coupe de la figure 21-6.

pèse environ 800 kg, a 6 m de haut, 3,30 m de large et 2,70 m de profondeur. Son gain est de 10 000 à 4000 MHz, 20 000 à 6000 MHz et 63 000 à 11 000 MHz. Ce chiffre exceptionnellement élevé tient à la haute précision de la courbure du réflecteur, établie avec une tolérance de l'ordre de 1,5 mm. Dans une telle antenne, la trompe prévient toute dispersion d'énergie en dehors de la surface réfléchissante.

Largeur du faisceau d'antenne.

Divers types d'antennes spéciales vont être décrits plus loin. Nous allons voir ici les motifs qui ont rendu nécessaire leur construction. Il est évident que tout objet se trouvant dans le champ d'un radar produira un écho

capté par le récepteur, mais on ne saura pas exactement quelle position cet objet occupe dans le plan déterminé par la section du faisceau : il faudrait, pour un repérage précis, disposer d'un faisceau très fin, dont la section ne dépasse pas les dimensions de l'objet. Néanmoins, on se trouverait alors devant un autre inconvénient, savoir le risque de manquer l'objet lors du balayage accompli par l'antenne. La multiplication des emplois du radar a amené à l'étude de modèles tout à fait spécialisés. Un radar de recherche peut balayer une spirale verticale. En accomplissant des révolutions complètes, dans la direction horizontale, le faisceau se relève lentement et progressivement à chaque tour, jusqu'à ce que tout l'espace environnant ait été exploré. Le faisceau est alors abaissé, et le cycle recommence. Une autre méthode consiste à employer des antennes séparées pour le balayage horizontal et le balayage vertical.

Dans un radar destiné à mesurer l'altitude, il est nécessaire que le faisceau soit étroit et très aigu dans le sens vertical. S'il s'agit de repérages à l'horizontale, il faut que les mêmes caractéristiques se présentent dans ce sens. Dans le plan d'intérêt secondaire, il peut être avantageux d'avoir un faisceau plus large, afin que l'objet soit plus facilement localisé. La figure 21-8

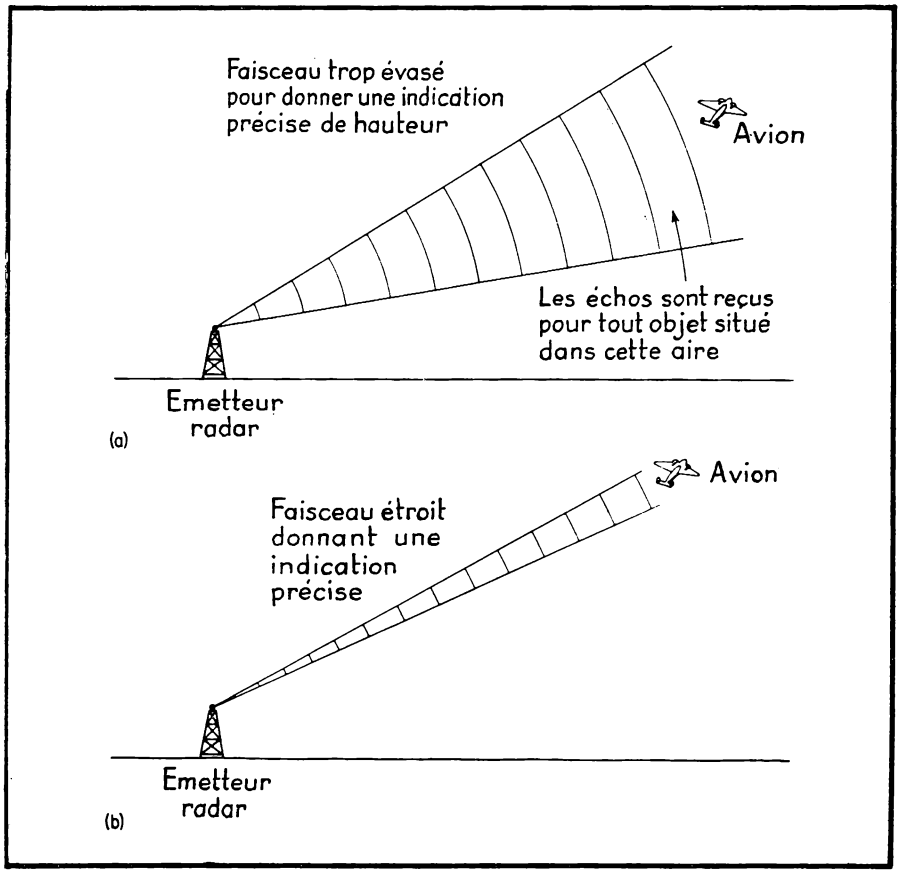


Fig. 21-8. — Importance de la concentration du faisceau pour la précision.

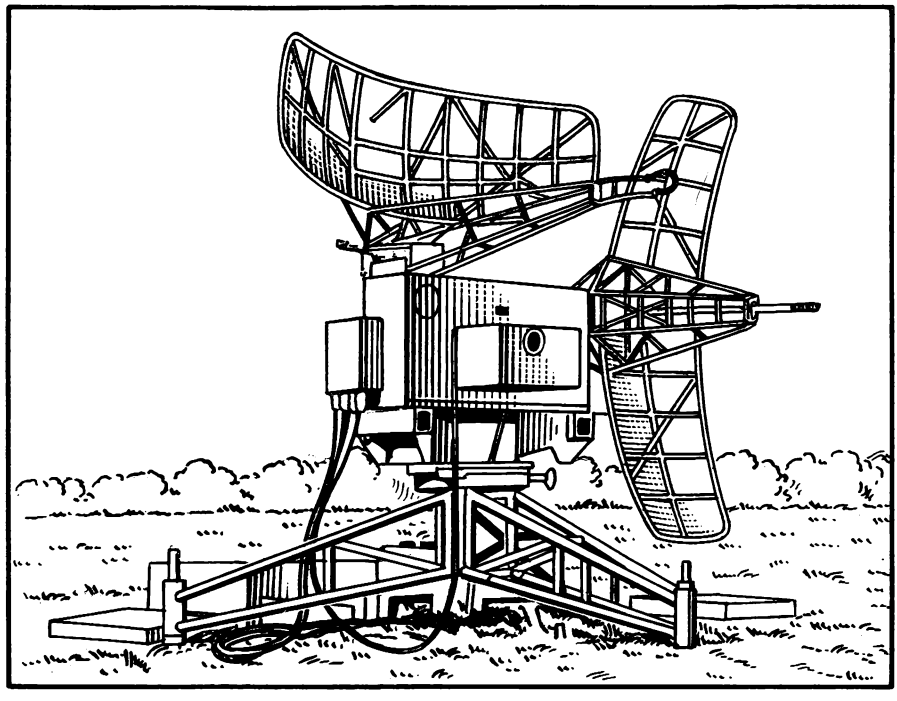


Fig. 21-9. — Antenne de radar mobile équipée de deux réflecteurs pour obtenir un faisceau horizontal et un faisceau vertical.

montre le cas d'un repérage en altitude. Il est évident qu'en *a* le faisceau est trop large pour donner une indication précise de la direction où se trouve l'avion, tandis qu'en *b* une mesure précise est possible. Mais si on donne au faisceau *a* une forme elliptique, étendue dans le sens vertical et très étroite dans l'autre, et que ce faisceau tourne vers tous les points de l'horizon, il donnera une indication précise de l'orientation (azimut). Si le faisceau *b* est étroit dans l'autre sens et décrit des cercles verticaux, il donnera par contre une indication précise de l'altitude. Ainsi, le repérage s'effectuera beaucoup plus facilement qu'avec un seul faisceau très fin, qui risque de passer à côté de l'objectif, et on aura en outre l'avantage d'une moindre déperdition d'énergie. La figure 21-9 montre deux antennes jouant les rôles qui viennent d'être décrits, et qui donnent chacune un tel faisceau en éventail, l'un vertical et l'autre horizontal.

Il existe des antennes permettant l'obtention de faisceaux de formes variées, en pinceau étroit ou en éventail, moyennant la mise en place d'une section amovible. C'est le cas de l'antenne « en écaille de tortue » que représente la figure 21-10. Elle est installée sur des avions. Il existe deux portions inférieures de courbures différentes. Celle qui est en place procure la forme en éventail. Par une rotation de 180°, c'est l'autre section (à gauche sur la figure) qui vient compléter le réflecteur, et lui donner une forme parabolique produisant un faisceau étroit de section circulaire. Une telle antenne se prête à des emplois variés — exploration du sol, de nuages, recherche d'autres avions, etc. L'antenne complète peut tourner lentement ou rapidement, selon une rotation complète, ou inférieure à 360°, autour d'un axe vertical. Elle peut être aussi inclinée vers le haut ou le bas ou maintenue dans la direction

exacte du vol. La puissance à haute fréquence lui est amenée par le guide d'ondes recourbé que l'on voit à droite.

Réflexion sur les objets.

Les ondes radio-électriques sont réfléchies par toutes sortes de corps tels que navires, avions, oiseaux, bâtiments, nuages épais, arbres, surface du sol ou de la mer, etc., mais ce sont les corps métalliques qui donnent lieu aux réflexions les plus intenses. Bien entendu, plus un objet est étendu, et plus il réfléchit d'énergie. Le degré de réflexion dépend aussi de la structure des surfaces, de la forme des contours, de l'angle d'incidence des ondes, indépendamment du pouvoir réflecteur de la matière.

L'un des meilleurs moyens de brouiller les radars, lors d'opérations militaires, consiste à lâcher des avions des bandelettes de papier métallisé. Un groupe de ces bandes, tombant lentement et dérivant au vent, constitue une masse réfléchissante assez étendue, qui produit dans les radars des « pips » très difficiles à différencier de ceux causés par les avions, dont les surfaces sont irrégulières. Malgré la diffusion causée par ces irrégularités, dans n'importe quelle position une certaine quantité d'énergie est réfléchie et permet le repérage. Néanmoins, c'est de ces facteurs divers que dépend dans une large mesure la marge de détection effective.

Lorsqu'il s'agit de repérer des navires sur la mer, les vagues, par gros temps, produisent un fond d'échos nombreux mais relativement faibles parmi lesquels il s'agit de distinguer les réflexions plus intenses produites par les navires eux-mêmes.

Portée d'un radar.

La distance maximum à laquelle un radar donne un résultat effectif dépend de nombreux facteurs. Un faisceau étroit et puissant au départ s'élargit avec la distance, et l'énergie est de plus en plus dispersée. Par conséquent, la quantité d'énergie réfléchie par une surface donnée est de plus en plus faible, et elle a, en outre, un trajet de retour de plus en plus long à effectuer.

On a vu, dans le chapitre XIII, la limitation imposée à la sensibilité utile d'un récepteur par le bruit de fond que causent, dans ce récepteur même, l'agitation thermique et les irrégularités de l'émission électronique dans les lampes. Ces facteurs limitatifs s'appliquent évidemment de la même manière aux récepteurs de radar.

La portée maximum d'un radar dépend aussi de la possibilité de vision directe de l'objet, qui peut être caché par la courbure terrestre — autrement dit être « sous l'horizon » — comme on l'a vu dans le chapitre XVIII.

Il est facile de calculer qu'un radar situé au sol « verra » un avion volant à 7000 m à une distance de l'ordre de 300 km. Si l'antenne est placée sur une tour de 15 m de haut, la portée sera augmentée d'une douzaine de kilomètres. Mais si le radar se trouve sur un avion volant à 7000 m, il « verra » un autre avion, volant à la même altitude, à 600 km environ. Les portées maxima de radars placés à des hauteurs de 15 à 30 m du sol peuvent être pratiquement de cet ordre.

En 1946, un radar de l'armée américaine, spécialement mis au point pour cette expérience, émit vers la lune des impulsions d'environ une demi-seconde, et en capta les échos au bout du temps normal de deux secondes et demie environ nécessaire à l'aller et retour des ondes.

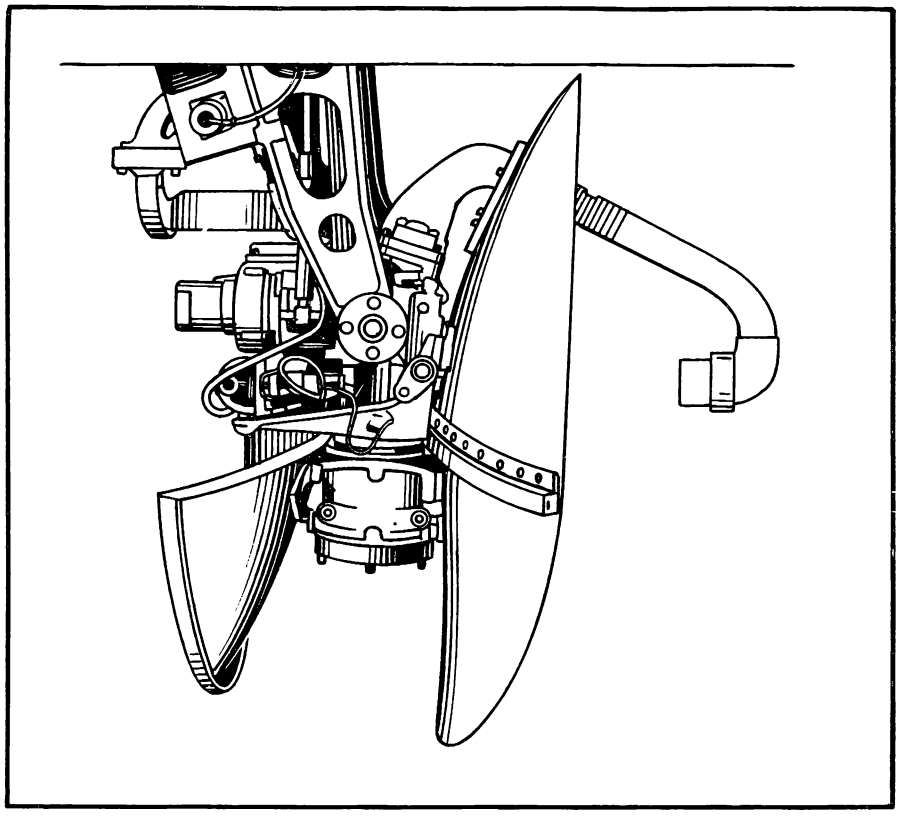


Fig. 21-10. — Antenne en « écaille de tortue », installée à bord des avions. On remarque les deux parties inférieures, de courbures différentes.

Aux fréquences les plus élevées qu'emploient les radars, les faisceaux sont très concentrés et généralement dirigés selon des angles tels qu'ils ne rencontrent jamais le sol. A des fréquences plus basses, où il devient difficile de concentrer totalement le faisceau, faute de pouvoir construire des réflecteurs assez grands par rapport à la longueur d'onde, et surtout dans le cas où l'objectif est situé très bas — par exemple au sol ou sur la mer, — cette rencontre du sol par une partie du faisceau est pratiquement inévitable.

L'énergie qui touche le sol est évidemment réfléchie, et, de plus, déviée et changée de phase. Une portion en est absorbée ou diffusée, mais le reste peut atteindre l'objectif après avoir suivi un trajet forcément plus long que le trajet direct. Quand sa phase est de même sens que celle du signal direct, celui-ci peut en être renforcé. Mais quand la rotation de phase atteint 180°, les deux signaux sont en opposition et l'énergie réfléchie vers le récepteur est réduite. La phase du signal réfléchi est décalée de 180° pour une polarisation horizontale. Pour une polarisation verticale, le déphasage diminue avec l'angle d'incidence.

De cet effet, ainsi que des changements continuels de la longueur de trajet avec la distance et l'altitude, il résulte que la distribution du champ dans l'espace est complexe et variable. Loin d'être uniforme, le faisceau offri-

rait à sa partie supérieure, s'il était rendu visible, une série de protubérances alternant avec des creux, c'est-à-dire des renforcements et des affaiblissements du champ, non sans analogie avec le phénomène des ondes stationnaires, et se produisant chaque fois que la différence de parcours est un multiple de longueur d'onde. Cette ondulation d'interférence est sensible tant à l'émission qu'à la réception; et, dans ce cas, la détection d'un objectif dépend de manière critique à la fois de son éloignement et de son altitude. Si, par exemple, un avion se déplace à peu près parallèlement à l'axe du faisceau, il rencontrera des lobes de champ fort alternant avec des champs faibles, et l'écho capté variera constamment d'intensité, tantôt légèrement supérieur à la normale, tantôt diminuant jusqu'à l'évanouissement. Par conséquent, dans les recherches d'objets nécessitant un faisceau proche du sol, les fréquences élevées (courtes longueurs d'ondes) sont préférables.

Il n'est pas tenu compte de cet effet dans ce qui va suivre; on a supposé un fonctionnement dans l'espace parfaitement libre.

Équation du radar.

La portée d'un radar peut être calculée. La puissance effective rayonnée par le faisceau est le produit du gain de puissance de l'antenne par la puissance de l'émetteur en kilowatts.

La puissance interceptée par l'objet est :

$$S_T = \frac{\text{puissance rayonnée effective}}{4\pi \times \text{carré de la distance}}$$

L'intensité du signal au récepteur est proportionnelle à :

$$S_A = \frac{\text{aire d'interception de l'objet}}{4\pi \times \text{carré de la distance}}$$

La puissance du signal fourni par l'antenne de réception sera proportionnelle à sa surface :

$$\frac{\text{gain de puissance de l'antenne} \times \text{carré de la longueur d'onde}}{4\pi}$$

L'équation complète donnant la puissance du signal reçu est :

$$S_{\substack{\text{puissance} \\ \text{reçue}}} = \frac{ERP}{4\pi D^2} \times \frac{\text{aire de l'objet}}{4\pi D^2} \times \frac{\text{gain de puissance antenne} \times \lambda^2}{4\pi}$$

L'examen de la dernière équation montre que la puissance du signal reçu est inversement proportionnelle à la quatrième puissance de la distance. L'équation peut être écrite sous la forme :

$$S_{\text{puissance reçue}} = \frac{P G^2 \lambda^2 C}{(4\pi)^3 D 4}$$

où P = puissance émise, G = gain de puissance de l'antenne, C = aire de l'objet, D = distance.

La puissance d'une grande antenne est distribuée sur une aire donnée, comme on l'a vu figure 21-4 *a*. Le système rayonnant peut être considéré comme une ouverture de grande surface excitée par une onde plane. Le gain de puissance maximum (G_{max}), la surface de l'ouverture A et la longueur d'onde sont liés par la formule :

$$G_{max} = \frac{4\pi A K}{\lambda^2}$$

où K est une constante généralement de l'ordre de 0,5 à 0,6.

Si maintenant on tient compte de l'effet des dimensions de l'antenne, tel que l'exprime cette équation, et qu'on l'introduit à la place de G dans l'équation précédente, elle devient :

$$S_{\text{puissance reçue}} = \frac{P A^2 C K^2}{4 \pi D^4 \lambda^2}$$

La portée maximum d'un radar peut être calculée en transcrivant cette équation de façon à faire sortir D, le signal *minimum* utilisable à la réception étant supposé connu :

$$D_{max} = \left(\frac{P A^2 C K^2}{4 \pi \lambda^2 S_{\text{min utilisable}}} \right)^{1/4}$$

Signal minimum utilisable.

Dans le cas d'un récepteur de radar, comme dans celui de tout autre système de communications radioélectriques, la limite de distance est atteinte quand le signal reçu est trop faible pour être détecté à travers le bruit de fond produit par les circuits d'entrée du récepteur. Dans un système de radar employant un balayage de type A, le souffle cause une déflexion verticale du spot, donc de même sens que les pips reçus, tandis que le balayage progresse de gauche à droite. Ce souffle est constitué de variations de tension. Sur l'écran, il apparaît comme une frange constamment agitée. Les pips reçus sont normalement de plus longue durée que les petites impulsions de souffle; ils sont immobiles, et on peut les voir si leur amplitude est supérieure ou au moins du même ordre que celle de ces impulsions erratiques. Plus loin sera décrite une autre forme de balayage, celle du PPI, dans lequel la tension de signal reçue cause uniquement une variation de la *brillance* du spot. Dans ce cas, le souffle apparaît comme une scintillation suivant la trace du balayage.

La valeur minimum du signal utilisable pour un récepteur de radar est difficile à préciser, parce qu'elle dépend non seulement du souffle du récepteur, mais de la durée des impulsions, de leur fréquence de récurrence, du type de balayage du tube cathodique, de la vitesse du balayage d'antenne, de la persistance de l'écran, et de l'habileté de l'opérateur — entre autres facteurs. En gros, on peut dire qu'un bon opérateur tirera d'un système à 3000 MHz, avec une impédance d'entrée de récepteur de 50 Ω, des pips identifiables pour une tension d'entrée de quelques microvolts, équivalant à 10^{-13} W.

On a vu dans le chapitre XIII la question du souffle des récepteurs, et le rapport entre le souffle effectif et celui d'un récepteur théorique parfait. Les récepteurs de radiodiffusion reçoivent d'un émetteur une porteuse ininterrompue, tandis qu'un récepteur de radar n'en reçoit que pendant la durée des impulsions. Du fait que le souffle des circuits d'entrée d'un récepteur est formé de tensions d'amplitude très variable — et variant d'une manière désordonnée — il peut arriver qu'une brève impulsion de signal arrive soit au moment d'un maximum de souffle, soit d'un minimum, ce qui fait qu'une fois elle sera masquée, et l'autre fois identifiable, et qu'en définitive le signal utilisable minimum varie d'un instant à l'autre avec les fluctuations du bruit de fond.

Si l'on reçoit un grand nombre d'impulsions pour chaque balayage de l'objet, l'effet d'ensemble est une égalisation du bruit de fond sur sa valeur moyenne. De plus, un nombre important d'impulsions permet une identifi-

cation plus sûre quand des bruits d'origine externe et des impulsions en provenance d'autres radars sont captés. D'autres facteurs encore interviennent, du point de vue de l'utilisation du signal minimum, notamment la faculté que possède un observateur donné d'intégrer les images d'impulsions successives apparaissant sur l'écran.

Il a été établi que la puissance du signal minimum utilisable par un récepteur de radar varie approximativement à l'inverse de la racine carrée du nombre d'impulsions émises et reçues par balayage de l'objet.

Comment établir une équation donnant au moins un chiffre approximatif de cette valeur minimum? Il a été dit plus haut (chapitre XIII) que le souffle produit dans un circuit est donné par la formule :

$$E = \sqrt{4\ K\ T\ R\ B}$$

où T est la température absolue (degrés Kelvin), B la bande passante en Hz, K la constante $1{,}37 \times 10^{-23}$, et R la résistance en ohms.

Si les deux membres sont élevés au carré, on obtient :

$$E^2 = 4\ K\ T\ R\ B$$

ce qui devient, si on transporte R dans le premier membre :

$$\frac{E^2}{R} = 4\ K\ T\ B$$

Comme $\frac{E^2}{R}$ exprime une puissance, la puissance du souffle est :

$$P_N = 4\ K\ T\ B$$

Il faut tenir compte du souffle du récepteur parce qu'il représente l'accroissement ajouté au bruit thermique de l'antenne, ce qui inclut un facteur supplémentaire :

$$P_N = 4\ K\ T\ B\ N$$

En admettant une tolérance due aux données particulières propres au radar, on peut ramener cette formule à :

$$P_N = K\ T\ B\ N$$

Si l'on suppose comme valeurs $T = 290°$ K, $B = 1{,}5$ MHz, $N = 6$, on aura :

$$P_N = 3{,}6 \times 10^{-14}\ W$$

Si un opérateur habile arrive à identifier des pips de tension égale au niveau du bruit de fond, la puissance indiquée ci-dessus exprime la valeur minimum du signal utilisable.

Étalonnage en distance et repérage de la direction.

Le radar décrit ci-dessus est le système le plus simple pour la localisation d'objets dans l'espace. Les pips de réception apparaissent sur l'écran à une certaine distance du pip de départ, placé à gauche du zéro du balayage. L'étalonnage de l'écran en unités de distance pourrait être réalisé en traçant ou en collant sur la face du tube une graduation. Mais il est plus sûr et d'usage plus fréquent d'ajouter au balayage des impulsions de marquage produites à des intervalles réguliers, déterminés avec précision, et qui apparaissent le long du trajet du spot. Cette méthode est plus précise surtout parce que des variations de tensions d'alimentation ou de linéarité dans le balayage affectent alors les marqueurs et les pips d'échos dans une même mesure.

Un radar simple, employant un balayage type A, emploie pour le repérage de la direction un circuit dépendant du dispositif mécanique orientant l'antenne, et qui indique à chaque instant, sur l'écran du récepteur, la direction vers laquelle l'antenne est pointée. Ainsi, on a à la fois l'indication de la distance et de l'orientation. A cette fin, au lieu de balayer un diamètre, on a par exemple employé un balayage radial, le rayon sur lequel s'inscrivent les pips tournant constamment, et la périphérie de l'écran étant graduée en degrés d'orientation. Mais ce n'est pas le système le plus commode pour traduire les indications reçues. Actuellement, le radar PPI (Plan Position Indicator) ou radar cartographique, est d'emploi courant, et fournit des indications beaucoup plus pratiques.

Radar PPI.

Le système en question fournit, sur l'écran d'un tube cathodique, l'indication des positions respectives de tous les objets situés dans un plan (d'où le nom de l'appareil), centré sur la station de radar. L'écran offre à l'observateur une sorte de carte de la zone balayée par l'antenne, sous une échelle qui peut varier à l'intérieur de son rayon d'action.

Ce type de radar est plus complexe dans sa construction que celui qui a été décrit jusqu'ici; néanmoins, il repose sur le même principe, mais le mode de balayage constitue la principale différence.

L'antenne émet une mince nappe verticale, étendue depuis le sol jusqu'aux hautes altitudes, et qui, en tournant, explore tout l'espace environnant par tranches successives. Une impulsion émise dans une direction donnée produira des échos sur tous les objets rencontrés : le sol, l'eau, les bâtiments, les avions, les navires, etc. Comme le pouvoir réfléchissant, l'angle d'incidence, la structure des objets diffèrent, l'intensité des échos variera proportionnellement. Les échos en provenance des objets les plus proches arriveront d'abord, puis ceux des objets de plus en plus éloignés.

En même temps, le tube cathodique est balayé rayon par rayon, en partant du centre, et en synchronisme avec la position de l'antenne. Les points les plus proches du centre représentent les objets rapprochés, la distance augmentant à mesure que le balayage approche du bord de l'écran. La polarisation du wehnelt du tube est réglée de manière qu'il soit tout juste obscur en l'absence d'échos, et les échos reçus et amplifiés modulent le faisceau, tout comme dans un téléviseur, produisant le long du rayon des points d'autant plus brillants que le pip a une plus grande amplitude.

A chaque mince tranche d'espace explorée correspond donc un rayon où la position des objets s'inscrit en points plus ou moins lumineux selon leur pouvoir réfléchissant. A une rotation de 360° de l'antenne correspond un balayage complet de l'écran en rayons successifs. Il en résulte la formation d'une véritable carte de la zone entourant le radar.

Si nous examinons le processus point par point, il se déroule comme suit :

1. Une impulsion est émise, et, en même temps, le spot du tube part du centre et se dirige vers la périphérie.

2. A mesure que le faisceau progresse vers le bord de l'écran, il est modulé en intensité par les échos reçus de points de plus en plus distants, et par conséquent arrivant avec un retard de plus en plus grand. Les plus éloignés arrivent au moment où le faisceau arrive au bord de l'écran.

3. Un balayage radial est alors terminé.

4. Le faisceau électronique est momentanément interrompu et ramené

vers le centre, cependant que la position de l'antenne et le rayon de déflexion varient simultanément d'un petit angle.

5. Une nouvelle impulsion est émise, et un balayage commence sur un nouveau rayon. Le processus se répète entièrement.

6. Les cycles complets se répètent jusqu'à ce que le cercle entier soit couvert — ou éventuellement un secteur déterminé.

Si tout l'horizon a été parcouru en 360 tranches, et si le bord du tube cathodique est gradué en degrés d'une manière exactement correspondante, l'observateur pourra s'orienter d'après la carte formée sur l'écran. Généralement, on s'arrange pour que le rayon vertical supérieur indique le nord.

La figure 21-11 représente l'écran d'un radar de ce type. On ajoute fréquemment, à la modulation, des signaux marqueurs de distance qui forment, par répétition à chaque rayon, des cercles concentriques.

Fig. 21 - 11. — L'aérodrome de Londres tel qu'il apparaît sur l'écran d'un radar P. P. I.

Vitesse de rotation du faisceau d'antenne.

La vitesse de rotation du faisceau est très lente par rapport à la fréquence de récurrence des impulsions. Il en résulte que la rotation angulaire est négligeable entre le départ d'une impulsion et le retour des échos. L'antenne tourne à vitesse constante. Pour les appareils à longue portée, une rotation peut durer dix secondes; mais dans le cas de courtes distances, l'antenne peut tourner à raison d'un tour par seconde. Dans certains cas spéciaux, où l'on n'explore qu'un secteur étroit, il est possible de faire varier la direction du faisceau d'une antenne fixe en modifiant ses caractéristiques électriques.

Temps de persistance d'image.

Les tubes cathodiques employés pour les radars PPI doivent avoir des caractéristiques telles que l'image ne s'efface pas rapidement, mais au contraire demeure assez longtemps pour qu'on puisse observer la carte complète.

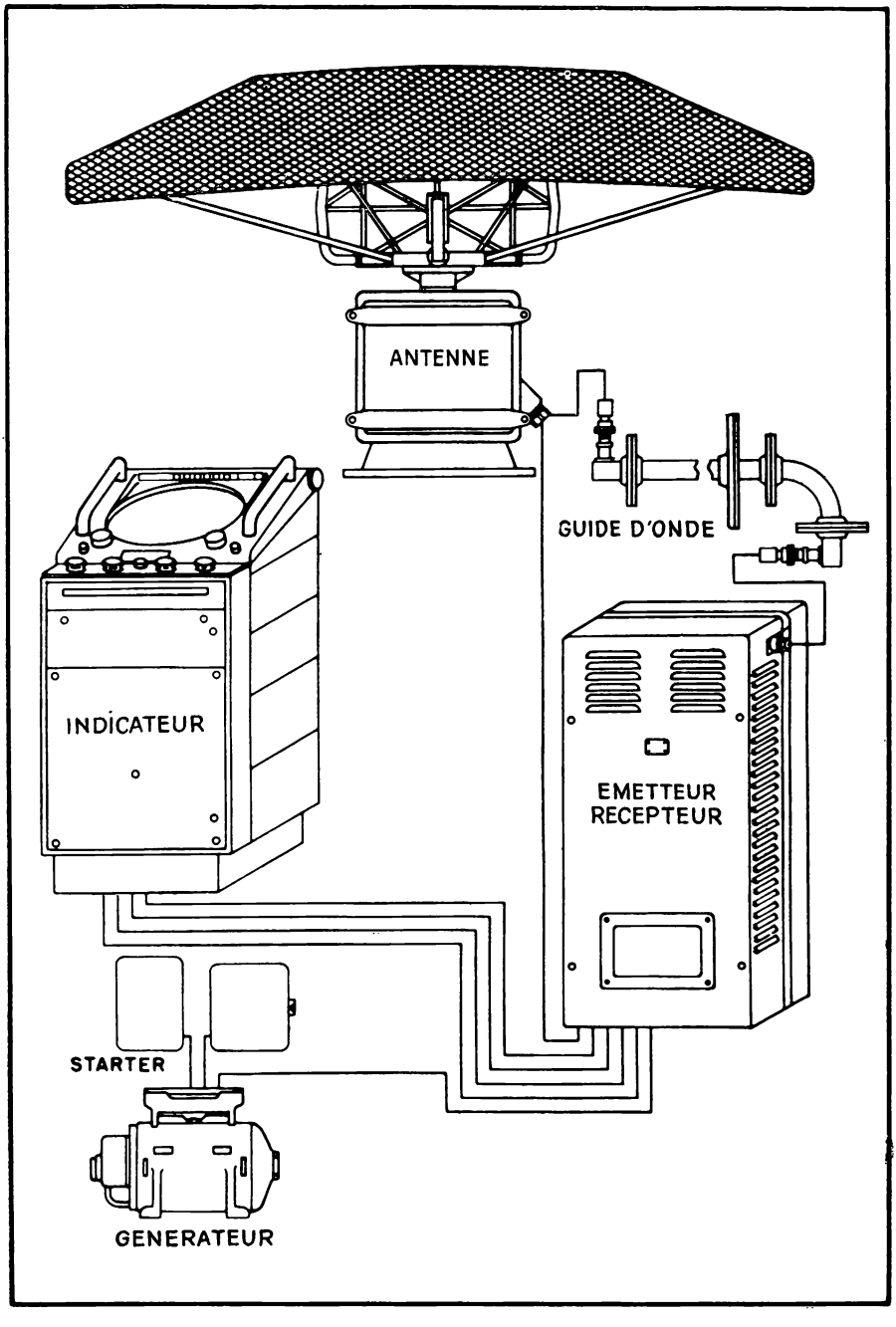


Fig. 21-12. — Eléments d'un radar P. P. I. installé à bord d'un navire.

En conséquence, les écrans de ces tubes ont des « phosphores » à longue persistance, c'est-à-dire qui restent fluorescents quelque temps après l'excitation électronique.

Caractéristiques d'une installation de navire.

La figure 21-12 représente les éléments d'un radar PPI installé à bord d'un navire. L'antenne est placée au sommet d'un mât ou sur un autre support élevé, et le reste des éléments est installé dans le poste de pilotage, ou à proximité. Les caractéristiques générales de l'appareil sont énumérées ci-dessous :

Echelles de portée	: 1-2-4-8-20-40 milles.
Précision en distance	: 2 % sur toutes les échelles.
Portée minimum	: 50 m au moins.
Résolution en orientation	: 1,5°.
Précision en orientation	: 1°.
Durée des impulsions	: 0,25 à 0,65 μs.
Fréquence de récurrence/seconde	: 800 pour 8-20-40 milles. : 2000 pour 1-2-4 milles.
Fréquence porteuse	: 3070 MHz.
Puissance d'émission	: 20 kW crête.
Etendue du faisceau	: Horizontale 1,9°, verticale 15°.
Vitesse de rotation d'antenne	: 1 tour en 10 secondes.
Marqueur de distance (variable)	: 0,5 à 20 milles.
Gain du récepteur	: Jusqu'au niveau du souffle.
Coefficient de souffle	: 14 dB ou moins.
Bande passante récepteur	: 2,5 et 8 MHz.
Diamètre d'écran	: 40 cm.

Une autre installation presque identique diffère seulement de celle-ci par quelques caractéristiques, notamment une fréquence de 9375 MHz et une puissance de crête de 40 kW.

Ces deux équipements ont été conçus pour des navires destinés à la navigation maritime ou sur les lacs. L'étendue verticale importante du faisceau est destinée à assurer la continuité du balayage même en cas de roulis et de tangage par gros temps, ainsi que pour la couverture vers le bas des objets proches.

Radars météorologiques.

Les radars PPI servent beaucoup aussi à observer les formations nuageuses, comme celles des orages, ouragans, tornades, etc. Ils permettent de suivre leur parcours et leur intensité, et, pour les navires et les avions, de déterminer les zones de calme par où on peut les traverser ou les contourner. Il a été constaté que les fréquences environnant 5500 MHz donnent la meilleure pénétration à travers la pluie, pour observer les objets situés au-delà, comme les nuages, les terres et les étendues d'eau, les montagnes et autres obstacles, et identifier les points de repère au sol.

Les radars d'avions employés à ces fins comportent une antenne située dans le « nez » de l'appareil, constitué d'un dôme en matière plastique, transparent aux ondes. Le reste de l'installation est à proximité, dans le fuselage, et le tube cathodique parmi les cadrans du poste de pilotage. Une installation courante a une portée de l'ordre de 25 km à travers une forte pluie, et donne des avertissements satisfaisants sur les perturbations importantes. Cet

ensemble pèse environ 60 kg, y compris l'émetteur-récepteur, d'une puissance de crête de 75 kW, dont le poids n'excède pas 22 kg. Les accessoires représentent à peu près 16 kg et l'antenne, avec son mécanisme de déplacement, 12 kg. L'antenne sous son dôme peut accomplir une rotation complète de 360°.

Dans ces conditions, la zone effectivement couverte n'est que de 270° environ, et dépend quelque peu du type de l'avion. Les appareils placés dans le poste de pilotage comprennent des marqueurs de distance, un réglage d'intensité du faisceau, un de la portée, la commande d'inclinaison de l'antenne vers le haut ou le bas, la stabilisation, etc. Celle-ci permet de maintenir l'antenne dans la ligne de visibilité à deux degrés près pour un

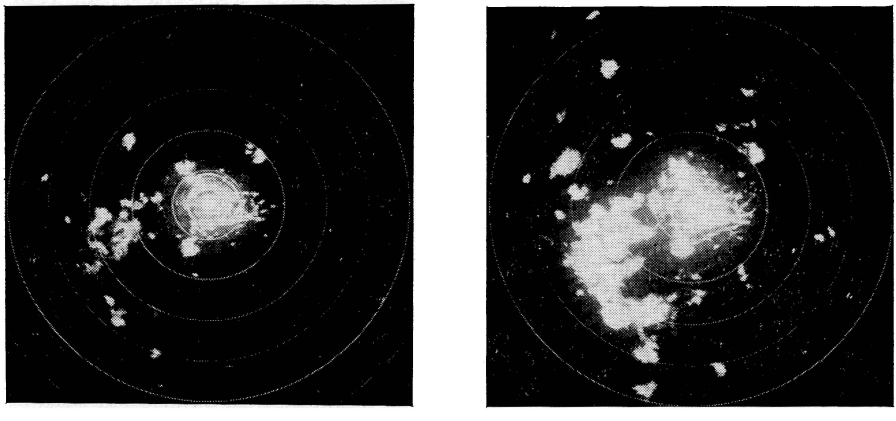


Fig. 21-13. — Les conditions dans lesquelles ont été prises les photos d'écran de radar sont les mêmes mais, à gauche, les brouillages causés par les nuages ont été éliminés, ce qui n'est pas le cas à droite.

roulis ou un tangage s'élevant à plus ou moins 20°. L'antenne peut être relevée de 10° ou inclinée de 15°. Les portées ajustables sont de 20, 50 et 150 milles. Les impulsions de 75 kW de crête ont une durée de 2 μs et une fréquence de récurrence de 400 par seconde. Le calibrage des portées est à 2 % près. L'antenne accomplit une rotation en 4 secondes. On peut, selon la place disponible, employer des réflecteurs de 55, 75 ou 85 cm de diamètre. Le plus petit donne un faisceau de 7° de large. Les plus grands donnent un gain de puissance supérieur et un faisceau plus concentré.

Amélioration de la définition par "iso-écho".

L'intensité des échos, dans le cas d'une zone pluvieuse ou orageuse, varie selon le degré d'humidité de la zone explorée. Néanmoins, sur l'écran, une zone nuageuse peut apparaître comme une tache presque uniforme, surtout du fait que la gamme de brillances du « phosphore » n'est pas très étendue. On peut pallier cet inconvénient en employant le système dit iso-écho, lequel modifie le fonctionnement du PPI de manière à montrer les zones pluvieuses sous l'aspect de taches sombres, au lieu de zones plus brillantes que le reste, qui sont difficiles à obtenir.

Le fonctionnement de ce dispositif est simple. Le signal capté, lorsqu'il dépasse une certaine valeur prédéterminée, amène le tube cathodique au point de coupure, interrompant le faisceau électronique et produisant par

conséquent un noir sur l'écran au lieu d'un blanc de brillance limitée. Dans un orage, les endroits de turbulence maximum, qu'il importe de distinguer, sont précisément ceux où la pluie est la plus violente, et par conséquent ceux qui produisent les échos les plus intenses. Ce seront donc eux qui seront marqués par une zone noire. La figure 21-13 montre deux écrans de radars, avec et sans un dispositif éliminant, lui, les brouillages causés par les nuages et les précipitations orageuses. On constate l'amélioration incontestable dans l'image de gauche. Les lignes concentriques en pointillé sont produites par les marqueurs de distance. Ce sont des impulsions spéciales introduites dans chaque train d'impulsions émis. L'intervalle entre deux cercles représente une distance de 5 milles.

Radar d'approche de précision.

Le radar sert aussi à guider les avions lors de leur atterrissage sur un aérodrome. Il donne à celui-ci des indications concernant la distance, la direction et l'altitude d'un appareil qui désire se poser dans des conditions de mauvaise visibilité. L'opérateur au sol peut ainsi, par téléphonie, donner au pilote des instructions pour l'atterrissage, lui indiquer sa position exacte, l'écart par rapport à la position d'approche correcte, l'endroit où il doit commencer à descendre, etc.

Dans une telle installation, l'altitude est mesurée au moyen d'une antenne spéciale dont le faisceau a une forme aplatie horizontalement « en queue de castor »; l'azimut et la distance sont mesurés avec une autre antenne ayant la même forme de faisceau, mais dans un plan vertical, les deux donnant des indications précises dans des plans perpendiculaires. Le tube récepteur est commuté rapidement et alternativement d'une antenne à l'autre, de telle sorte que, grâce à la persistance de l'écran, les deux indications apparaissent simultanément. Ce sont les antennes en question que représente la figure 21-9. Elles balaient leurs plans respectifs à raison de deux cycles avec un décalage de phase de 90° entre les mouvements des réflecteurs. Les angles des faisceaux sont de 0,8° dans le plan de balayage. Pour un objectif en mouvement, l'erreur d'indication pour l'une ou l'autre donnée ne dépasse pas 1/2 % de la portée, et descend à plus ou moins 6 m pour un appareil à l'atterrissage. Le gain de puissance de l'antenne est d'environ 2000; la fréquence de récurrence des impulsions est de 2000 par seconde; la puissance de pointe est de 50 kW, la fréquence de porteuse de 9080 MHz, la portée de 10 milles pour n'importe quel type d'avion. Les marqueurs de distance indiquent des espaces d'un mille avec une précision de 0,2 %, et le fonctionnement peut être commandé à distance jusqu'à 3 km, moyennant l'emploi d'un câble coaxial de type vidéo pour les signaux en impulsions et de quinze conducteurs pour les commandes et contrôles.

Ce genre d'installation peut être monté sur une remorque afin d'être déplaçable. On s'en sert dans la plupart des grands aéroports qui ont un trafic important. Des dispositifs auxiliaires qui ne sont pas représentés sur la figure s'y ajoutent; ce sont un indicateur PPI, un dispositif d'alimentation à tensions régulées et un générateur d'impulsions pour l'émetteur.

Autres applications des radars.

Il existe beaucoup d'autres applications possibles, dont quelques-unes sont décrites brièvement ci-dessous.

Altimètre.

Le radar peut servir à mesurer avec précision l'altitude d'un appareil au-dessus du sol, ou la distance d'obstacles éventuels vers l'avant. Un tel radar ne diffère pas essentiellement de ceux qui ont été décrits jusqu'ici, mais la puissance employée est faible, du fait que la portée nécessaire est réduite, et que le sol, ou l'eau, vers lesquels le rayonnement s'effectue directement, ont un pouvoir réflecteur élevé. Il n'est pas nécessaire non plus d'employer des antennes très directives et à gain élevé.

Radar de veille.

Ce type d'appareil sert à indiquer constamment la présence et la position de tout appareil à l'intérieur d'une sphère de 50 milles de rayon environ autour d'un aérodrome. Il ne diffère pas beaucoup du radar météorologique décrit plus haut, mais sa puissance de pointe peut être de 600 à 700 kW. L'antenne est beaucoup plus grande, de manière à avoir un gain élevé et un faisceau concentré, d'une largeur de l'ordre de 3,50 m et d'une épaisseur de 2,50 m.

Radar de détection à longue distance.

Ce type est établi de manière à avoir la plus longue portée possible, ce qui nécessite une grande puissance et de très grandes antennes de forme spécialement étudiée. Il s'agit d'appareils à usages militaires.

Repérage de sous-marins.

On a employé à cette fin des radars montés sur des avions, opérant à des fréquences de l'ordre de 10 000 MHz avec une portée de l'ordre de 50 milles.

Radar d'interception de nuit.

Ce type d'appareil est monté sur des avions de combat pour localiser les appareils ennemis de nuit ou par mauvaise visibilité. On a généralement employé d'abord un radar à longue portée pour guider l'avion vers l'objectif, ensuite le radar d'interception à courte portée localise celui-ci avec précision.

Radar pour commande de tir.

Un radar associé à des calculateurs électroniques automatiques peut servir à localiser, à suivre et à annoncer d'avance la position d'avions et de navires, ainsi qu'à pointer et à déclencher des armes destinées à les détruire. Il est arrivé dans certains cas que des navires aient été repérés et coulés, toute l'opération pouvant être contrôlée sur les écrans des radars, sans que ni l'un ni l'autre des combattants se soient vus.

Radars balises.

Il s'agit ici d'installations fixes servant à donner aux avions ou navires des renseignements de distance, d'orientation et de position par rapport au repère constitué par la station. Le navire ou l'avion envoie à cette station des impulsions de radar. La station est équipée d'un récepteur qui déclenche l'émetteur fixe, lequel envoie en réponse une série d'impulsions codées qui lui sont particulières et forment son indicatif, reconnaissable sur l'écran du récepteur de l'avion ou du navire. Si la station fixe émet sur une fréquence différente de celle du radar mobile, il faudra un récepteur et une antenne

spécialement adaptés pour capter la réponse. Dans le cas où un même canal est employé, un récepteur PPI pourra faire apparaître les signaux de plusieurs balises comme des échos ordinaires, chacun donnant la position d'une des balises correctement localisée.

Ces stations au sol sont quelquefois déplaçables, pour les opérations militaires, ce qui permet de signaler la position de l'unité qui les emploie. Dans ce cas, les avions ou navires sont équipés d'un dispositif dit IFF (identification « ami ou ennemi ») donnant, moyennant l'emploi d'un petit émetteur auxiliaire automatiquement déclenché, un signal particulier. L'absence de ce signal signifie qu'on a affaire à un appareil ennemi.

Tubes employés dans les radars.

Pour produire les fortes puissances nécessaires aux émetteurs des radars, les tubes classiques ne pouvant convenir sur les fréquences très élevées auxquelles ils fonctionnent, on emploie des magnétrons et des klystrons. Ces tubes spéciaux ont été étudiés dans le chapitre XVIII. La puissance H. F. produite est transmise d'un étage à l'autre de l'émetteur ainsi qu'à l'antenne, au moyen de guides d'ondes métalliques à section rectangulaire.

Relais.

Les relais sont de plus en plus employés pour transmettre d'un point à un autre des signaux de toutes sortes. Les fréquences les mieux adaptées à ces fins sont comprises entre 1500 et 11 000 MHz environ; mais pour quelques applications à courtes distances, on emploie aussi des fréquences de 100 à 200 MHz. Ces relais sont le plus souvent des stations automatiques échelonnées à des distances de l'ordre de 30 à 70 km le long du parcours à couvrir. Au point de départ, un faisceau très concentré est émis vers le premier relais, où il est capté par une antenne à gain élevé; le signal reçu subit une amplification qui peut être de 500 000, puis il est ré-émis, sous forme de faisceau concentré, vers le relais suivant, etc. Il existe des chaînes de relais couvrant de très longues distances; par exemple, aux Etats-Unis, une chaîne de New York à Los Angeles emploie 107 stations intermédiaires situées sur des montagnes, des tours ou de grands immeubles. L'ensemble du réseau de télévision *Bell* emploie plus de 300 stations-relais. Outre les signaux de télévision, les relais servent à la téléphonie, à l'aviation, à la télégraphie et la photo-télégraphie, à des emplois industriels (informations concernant le fonctionnement de lignes électriques, de pipe-lines) aux liaisons entre stations de police, etc. Il existe aussi des relais mobiles servant notamment aux reportages de télévision, ou à des fins militaires.

Antennes employées pour les relais.

Dans le cas des relais, il s'agit de transmettre à un seul point la plus grande énergie possible. Il en résulte que l'antenne la plus avantageuse est celle qui donne le faisceau le plus concentré, c'est-à-dire l'antenne à réflecteur parabolique ayant des caractéristiques semblables à celles de la figure 21-4. Et l'antenne qui émet le mieux en ce sens est aussi celle qui reçoit le mieux, ce qui fait qu'ordinairement les deux sont identiques, puisque dans les deux cas il est souhaitable d'obtenir le gain le plus élevé possible.

Dans un relais, les deux antennes sont installées à proximité l'une de l'autre et dirigées en sens opposés. La bande passante nécessaire est géné-

ralement très large, et il faut qu'elle soit transmise avec un gain uniforme. Mais, du fait que les porteuses employées ont des fréquences de milliers de mégahertz, cette bande ne représente qu'une fraction réduite de la fréquence porteuse, ce qui rend le problème facile à résoudre.

Exemple de relais de télévision simple.

Pour les reportages et, en général, pour toute prise de vue en dehors des studios, on emploie des liaisons par relais mobiles. Tout le matériel, amené dans un camion, constitue un émetteur comprenant caméras, amplifi-

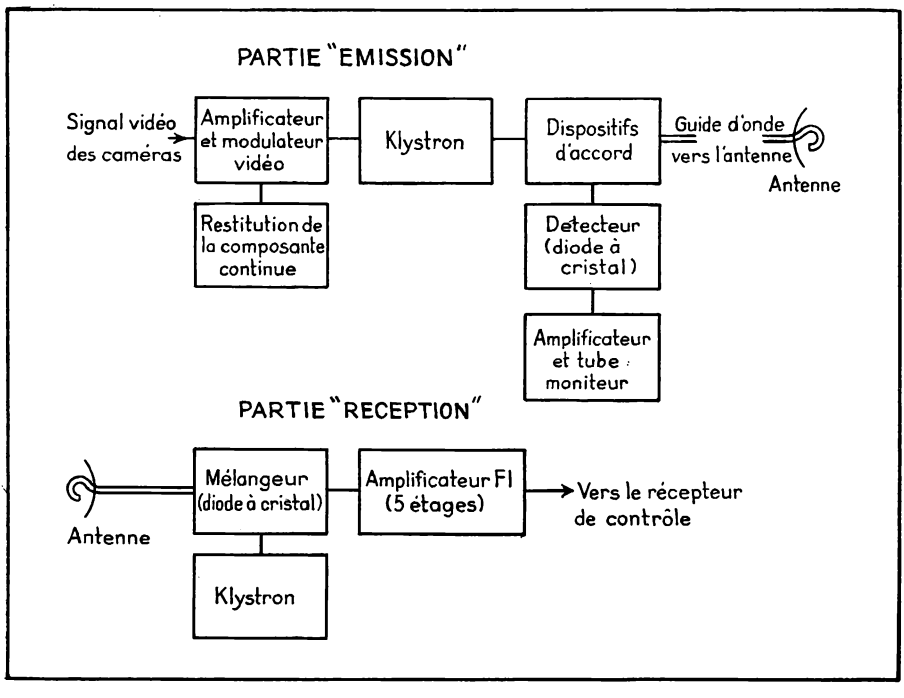


Fig. 21-14. — Relais (fixe ou mobile) pour reportage de télévision sur 7000 MHz.

cateurs et tous éléments auxiliaires permettant de produire un signal de télévision complet. Un tel signal, par suite de la grande largeur de bande nécessaire, ne peut être transmis par une ligne téléphonique, comme le son. Un relais classique employé à cette fin a une porteuse à fréquence de 7000 MHz, avec une puissance de 1 W. Le gain des antennes paraboliques est de 5000 pour des réflecteurs de 1,20 m de diamètre, et de 11 500 pour des réflecteurs de 1,80 m. La porteuse est modulée en fréquence avec une excursion totale (de part et d'autre de la fréquence nominale) égale au double de la largeur de bande du signal complet. L'émetteur est modulé à fond pour un signal d'entrée de 2 V crête à crête, et le récepteur fournit la même tension de sortie sans distorsion appréciable. Celui-ci est un superhétérodyne à fréquence intermédiaire de 129 MHz. La portée maximum est de l'ordre de 40 km avec les antennes de 1,20 m, quand la vision directe est possible entre l'émetteur et le récepteur. L'émetteur emploie comme oscillateur un klystron.

Par suite du gain des antennes, la puissance rayonnée effective est de 5000 ou 11 500 W. La réponse globale en fréquence est uniforme à 5 % près de 50 Hz à 7 MHz (cas des standards américain et 625 lignes). Une tension de contrôle est obtenue d'un détecteur à cristal couplé à la cavité résonnante.

Un relais de ce type peut être également installé à poste fixe. A cette fin, les têtes contenant les parties essentielles de l'émetteur et du récepteur (fig. 21-14), qui font corps avec les antennes, sont enfermées dans des boîtiers étanches les protégeant des intempéries. La tête émission reçoit le signal de modulation, et la tête réception fournit le signal à fréquence intermédiaire par des câbles coaxiaux. Le récepteur emploie comme oscillateur local un klystron.

Multiplex.

Un faisceau hertzien peut être le véhicule de toutes sortes de signaux, parole, musique, images, télétype, etc., et même il peut en canaliser plusieurs à la fois, parce qu'il peut couvrir une très large bande de fréquences. Par exemple, étant donné l'étroitesse d'un canal téléphonique, il est possible d'en transmettre simultanément 24 au moyen d'un seul faisceau. Il est évidemment nécessaire d'user de certains artifices afin que tous ces signaux modulant *la même porteuse* soient juxtaposés, et non mélangés inextricablement.

Cette porteuse a, par exemple, une fréquence de 1800 MHz. Modulée en fréquence, elle a une excursion (déviation) de plus ou moins 1,5 MHz. La puissance d'émission est de 3 W, le récepteur a une bande passante de 6 MHz, la gamme des fréquences de modulation s'étend de 3 KHz à 135 KHz. Or, chaque canal téléphonique n'a qu'une largeur de 300 à 3000 Hz. Sur la

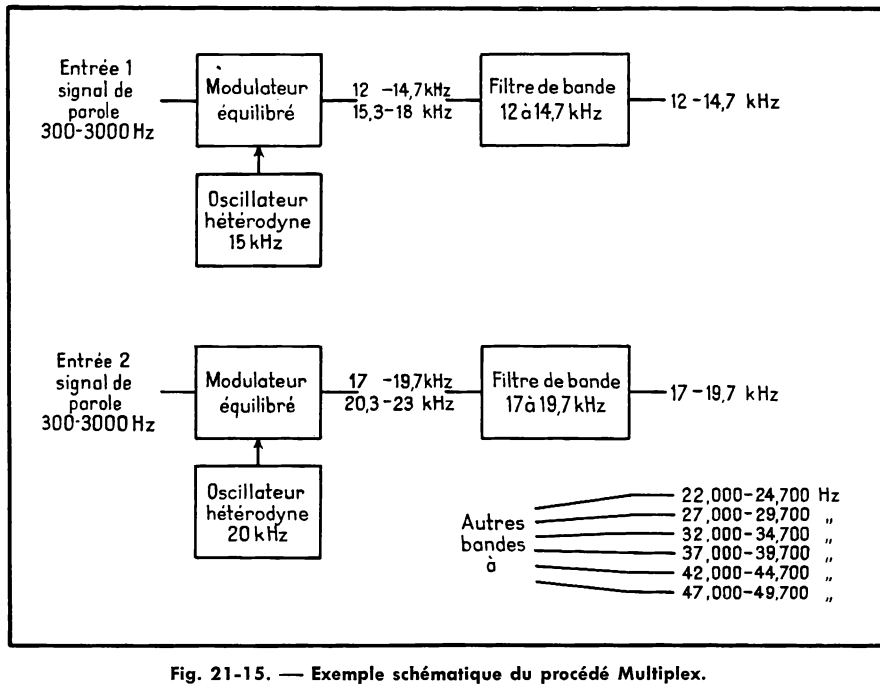


Fig. 21-15. — Exemple schématique du procédé Multiplex.

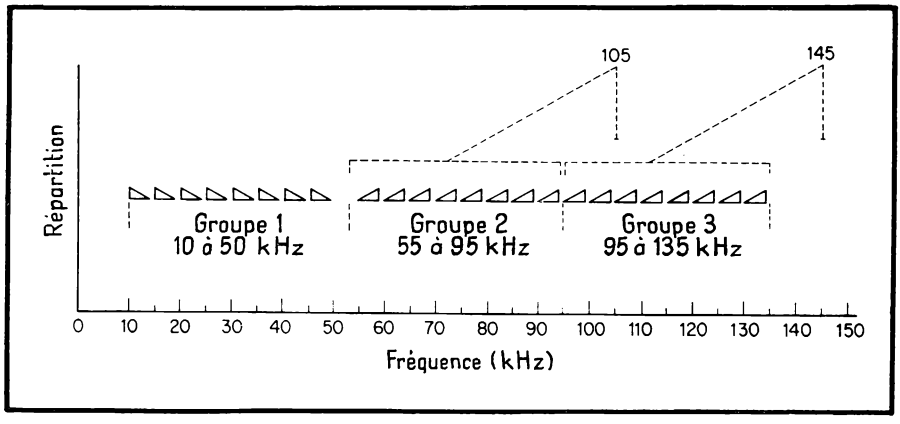


Fig. 21-16. — Juxtaposition de trois groupes de huit canaux dans la même bande.

largeur de bande de 3 à 135 KHz, il est possible de placer les 24 canaux téléphoniques et de les transmettre *simultanément,* sans intermodulation, par le procédé dit *multiplex,* qui emploie le principe du changement de fréquence (voir chap. X).

Chaque canal téléphonique, par battement avec un oscillateur, est converti en une bande de fréquences plus élevée, et différente de celles des 23 autres. Les différents canaux sont séparés par des intervalles de 5 KHz. Prenons par exemple le premier canal. Les fréquences téléphoniques de 300 à 3000 Hz modulent la porteuse à 15 KHz fournie par un oscillateur. Au moyen d'un modulateur symétrique, on obtient, comme il a été expliqué par ailleurs, des bandes latérales, mais la porteuse est supprimée. Un filtre de bande supprime ensuite la bande latérale supérieure. Il en résulte un canal de 12 000 à 14 700 Hz. C'est ce que montre schématiquement la figure 21-15, en haut.

En dessous, nous voyons le même processus accompli, cette fois, avec une porteuse à 20 KHz, ce qui donne un canal n° 2 s'étendant de 17 000 à 19 000 Hz, après suppression de la bande latérale supérieure. Pour le troisième canal, la porteuse est à 25 KHz, ce qui donne une bande de 22 000 à 24 700 Hz, etc. Cela donne un groupe de 8 canaux (groupe 1) compris entre 10 et 50 KHz, comme l'indique la figure. Deux autres groupes, sur des fréquences plus élevées, viennent s'y ajouter, pour former un total de 24 canaux couvrant la gamme de 12 à 135 kHz.

Groupement.

La séparation en groupes de 8 canaux permet une plus grande souplesse. Chaque groupe peut être considéré comme un tout qu'on peut déplacer en bloc pour le loger dans la bande de fréquences la plus convenable, comme il a été dit ci-dessus. Dans l'ensemble décrit, les trois groupes de 8 canaux peuvent être juxtaposés dans la même bande, selon le schéma figure 21-16. Il est alors possible, par battement d'hétérodyne, de faire passer le groupe entier dans une autre bande de fréquences. Le groupe 1 peut aussi être laissé sur la bande de 10 à 50 kHz. Le groupe 2 peut être amené à celle de 55 à 95 kHz, le groupe 3 à celle de 95 à 135 kHz. Le processus peut être inversé à la réception. Le groupement réduit d'une manière appréciable le nombre et les types d'appareils, et ne demande pas un filtrage si poussé. De plus, un

groupe de 8 canaux peut être transmis individuellement, en même temps que d'autres types d'information, et au besoin en être séparé en chemin, etc.

Ces canaux sont tous combinés pour moduler la porteuse à 1800 MHz du relais, qui parvient à la station terminale à travers toute la chaîne. Là se déroule un processus inverse. Le signal à 1800 MHz est démodulé de manière à reproduire la bande de 12 000 à 135 000 kHz, les groupes individuels et les canaux passent dans des filtres de bandes qui les séparent des autres canaux, on leur ajoute les porteuses absentes, on détecte les signaux résultants, et les canaux téléphoniques primitifs sont reconstitués.

Subdivision des canaux.

Chaque canal de 3 kHz peut être lui aussi divisé et contenir des informations transmises en multiplex. Il peut servir ainsi à transmettre jusqu'à 16 sous-canaux, pour les télémesures, téléscripteurs, etc.

Décalage de fréquence des relais.

Quand de la puissance de sortie d'un amplificateur est reportée à l'entrée, l'amplificateur peut entrer en oscillation. Le cas peut se produire dans les relais, si l'antenne de réception capte une partie du signal de l'antenne d'émission.

En outre, un signal peut dépasser la station à laquelle il est destiné, atteindre la station suivante, et y produire un brouillage. Pour éviter des difficultés de cette sorte, il est courant que l'on décale les porteuses de quelques pour cent en fréquence à chaque station, ce qui s'effectue par hétérodynage. Dans les installations multiplex décrites ci-dessus, les fréquences sont décalées de 40 MHz à chaque relais. Généralement, on s'arrange de manière que le décalage soit suffisant pour couvrir les bandes latérales. Quand, comme c'est le cas le plus fréquent, le système fonctionne simultanément dans les deux sens, chaque station emploie quatre fréquences. Le décalage des fréquences a permis de transmettre plusieurs canaux avec une antenne commune, et, en duplex, d'employer la même antenne pour l'émission et la réception.

Données technologiques.

Il n'est pas nécessaire que les opérations de démodulation et de remodulation aux fréquences des signaux aient lieu dans le relais, et généralement on ne le fait pas. En effet, il arrive alors que des distorsions se produisent, qu'il est nécessaire et délicat de compenser, et tout cela complique l'installation et la rend plus coûteuse. Par battement d'hétérodyne, la porteuse et ses bandes latérales sont ramenées par exemple aux alentours de 30 à 70 MHz, fréquences où l'amplification est plus aisée, puis ramenées par battement à une fréquence de porteuse légèrement décalée par rapport à la porteuse incidente, et ensuite amplifiée de nouveau.

Une installation terminale de type courant peut être contenue dans six « racks » standard, dont deux sont affectés à l'appareillage multiplex, et le reste aux équipements d'émission et de réception. Pour les simples stations intermédiaires, deux racks seulement suffisent, du fait que l'on n'a pas à manipuler les messages proprement dits.

Une installation typique de ce genre comprend 16 canaux de télétype et 24 canaux téléphoniques.

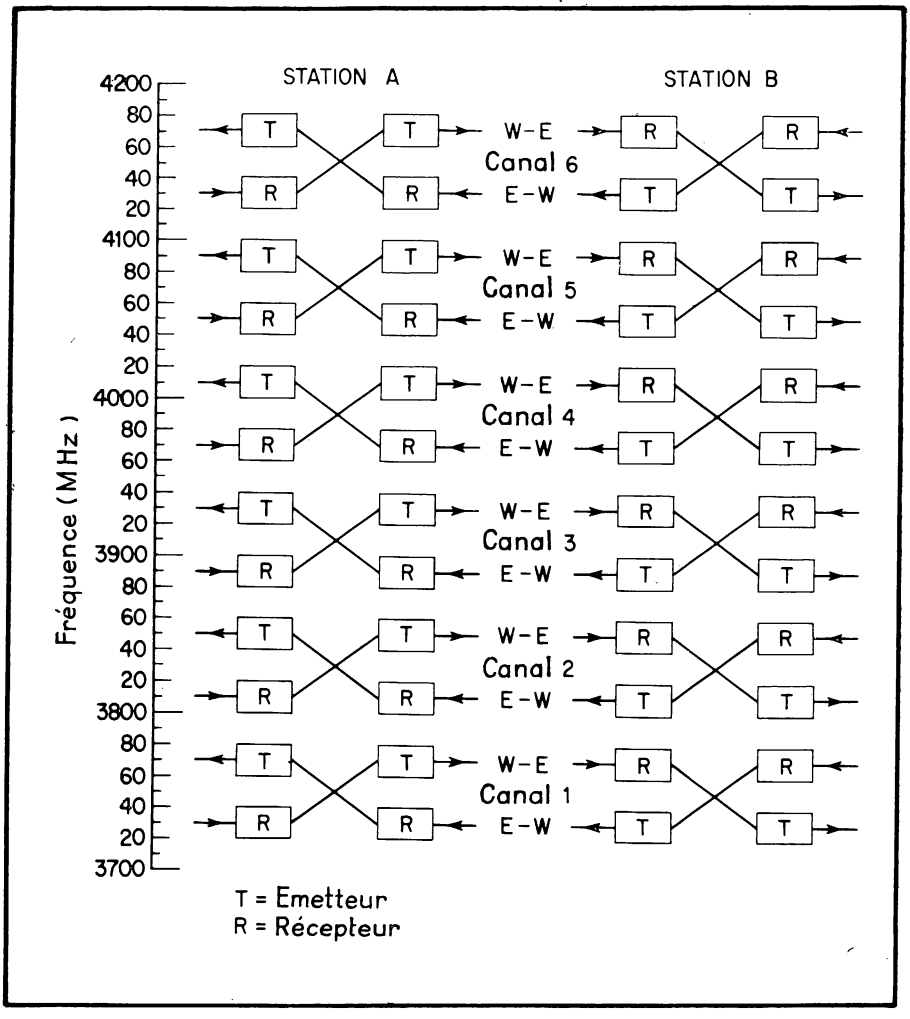


Fig. 21-17. — Exemple de liaison bilatérale de six canaux de télévision ayant chacun 8 MHz de largeur.

Installation à usages multiples de type commercial.

L'exemple ci-dessous, employé par *Bell*, est capable d'assurer en liaison bilatérale 6 canaux de télévision, ayant chacun 8 MHz de largeur; les stations fonctionnent en modulation de fréquence sur une gamme de 3700 à 4200 MHz.

Les 500 MHz disponibles sont divisés en 12 canaux unilatéraux séparés de 40 MHz de centre à centre. Ils servent à former 6 canaux bilatéraux, et sont décalés comme le montre la figure 21-17. Cet ensemble emploie des antennes à trompes, d'un type décrit par ailleurs, qui sont reliées à l'appareillage par des guides à section rectangulaire en alliage de cuivre, ayant

des dimensions de 3 cm sur 6 environ, et une déperdition de puissance de l'ordre de 15 % pour une longueur de 30 m. Dans les répéteurs, les mêmes fréquences sont employées, mais avec inversion, de manière à conserver l'étendue du spectre et à réduire l'intermodulation.

L'installation terminale, pour chaque canal, peut être employée pour un seul signal de télévision, ou pour la transmission simultanée de 720 canaux téléphoniques à voie unique, en multiplex selon l'arrangement décrit plus haut. Du côté émetteur, on se sert d'une porteuse initiale à 70 MHz, modulée par le signal de télévision ou l'ensemble des canaux téléphoniques. Par hétérodynage, elle est amenée à la fréquence porteuse de 4000 MHz, et amplifiée jusqu'à la puissance nécessaire, qui est d'environ un demi-watt. Cette porteuse modulée est appliquée à un filtre de liaison, puis combinée avec les porteuses des autres canaux, et l'ensemble est émis par une antenne unique.

A chaque station intermédiaire, les différentes porteuses de canaux sont séparées par des filtres, ramenées à une fréquence intermédiaire de 70 MHz par hétérodynage, amplifiées, ramenées à une nouvelle fréquence de porteuse, puis amplifiées de nouveau.

La perte, pour une liaison de l'ordre de 40 km, est d'environ 138 dB, et il faut y ajouter 5 dB de pertes dans les guides et les filtres. Cette réduction de 142 dB est compensée en partie par le gain des antennes d'émission et de réception, totalisant environ 78 dB, et les 65 dB restants sont fournis par les amplificateurs. Une commande automatique de gain, permettant une marge de l'ordre de 30 dB, maintient le niveau de sortie à une valeur sensiblement constante, en dépit des perturbations assimilées au « fading » et du vieillissement des tubes. L'élimination du bruit de fond par la modulation de fréquence est maintenue jusqu'à un « fading » de l'ordre de 40 dB.

Les relais sont ordinairement alimentés par le réseau alternatif; ils comportent en outre une génératrice de secours en cas de panne. Les installations, placées sur des points élevés ou des tours, sont commandées à distance, et cette commande comprend un système de signalisation très perfectionné donnant aux stations terminales de nombreux renseignements sur les défauts de fonctionnement éventuels. Ces stations peuvent même émettre des signaux « questions » auxquels les relais répondent, selon un code qui permet d'identifier l'organe défectueux.

Bruit de fond des relais.

Quand la distance couverte est longue, il est inévitable qu'un certain bruit de fond se produise, augmenté à chaque relais. Afin que ce bruit soit tolérable sur l'ensemble d'une chaîne, chaque élément de celle-ci doit être ajusté au fonctionnement optimum. Le rapport signal/bruit d'une station répétitrice doit être de l'ordre de 66 dB, ce qui équivaut à un rapport de 2000 en tension ou de 4 000 000 en puissance. C'est afin d'arriver à un tel rapport que la modulation de fréquence est employée.

La puissance de bruit ajoutée par une station répétitrice peut être calculée au moyen de la formule :

$$P_n = \frac{NF \times K \times T \times \Delta f}{3\,(F_s/F_m)^2} \text{ (en watts)}$$

où NF = Coefficient de souffle du récepteur
$KT\Delta f = 0{,}8 \times 10^{-14}$ = bruit thermique (watts par MHz)
Δf = bande passante effective (MHz)
F_s = excursion de fréquence maximum
F_m = fréquence de modulation maximum.

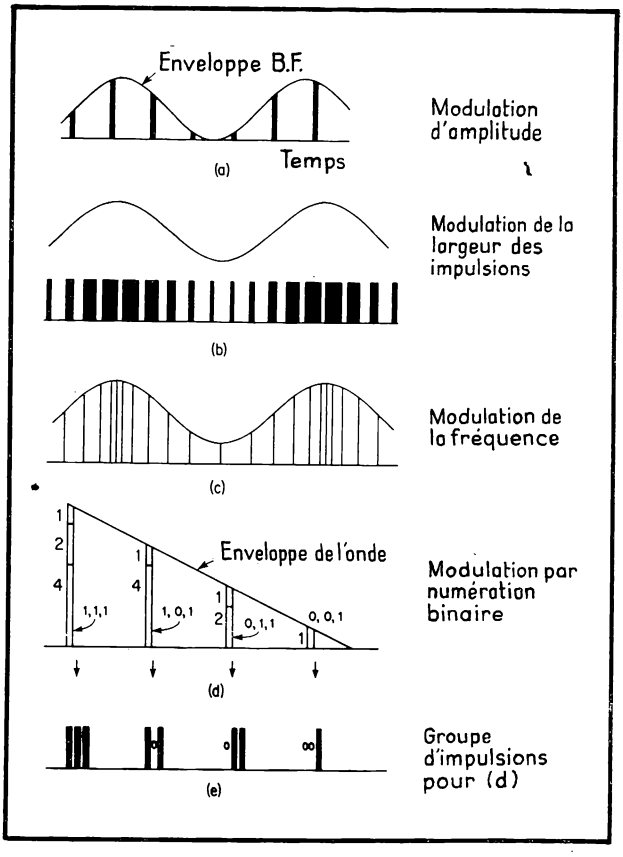


Fig. 21-18. — Formes de modulation d'impulsions.

Dans le cas d'une libre propagation dans l'espace, la réduction de puissance entre émetteur et récepteur est donnée par la formule :

$$P_r = \left(\frac{4 \pi D}{G \lambda} \right)^2$$

où D = Distance de l'émetteur } exprimées dans la même unité.
λ = Longueur d'onde }
G = Gain de puissance de l'antenne pour un radiateur isotropique.
P_r = Gain de puissance requis à la réception pour transmettre la puissance d'origine.

Communications en impulsions.

Un autre procédé de multiplex, différent de celui qui vient d'être exposé, consiste, au lieu d'une division de fréquence, dans l'emploi d'une division du temps. Dans ce cas, il est avantageux de se servir d'impulsions.

Un signal peut être transmis en imprimant des modifications à une série d'impulsions originellement identiques de forme et d'espacement. S'il s'agit,

par exemple, de transmettre un son, on voit, sur la figure 21-18 *a*, comment on peut y parvenir en modifiant l'amplitude des impulsions selon l'enveloppe de modulation. Chaque impulsion constitue alors un « échantillon » du niveau de la modulation à un instant donné.

Mais on peut également moduler les impulsions en largeur, sans changer l'amplitude (fig. 21-18 *b*), c'est-à-dire faire varier leur largeur proportionnellement à l'amplitude du signal de modulation, ou encore (fig. 21-18 *c*) faire varier leur fréquence de récurrence.

Il est encore possible de faire varier la position des impulsions le long d'un axe (modulation de position) ou de modifier leur forme, leur nombre, leurs intervalles, etc.

L'objet d'un système de transmission est de reproduire à la sortie toute fonction du temps présente à l'entrée. On a établi qu'une fréquence f peut être reproduite si l'échantillonnage s'effectue à la fréquence $2f$. Pour reconstituer le signal, on fait en sorte que chaque échantillon soit cause d'une impulsion proportionnelle, et la série d'impulsions régulièrement espacées est appliquée à un filtre passe-bas ayant une fréquence de coupure f. Ainsi, les impulsions sont éliminées, de manière à reproduire le signal d'origine. Quand la fréquence d'échantillonnage est au moins double de la plus haute fréquence de modulation, la distorsion produite par cet échantillonnage tombe en dehors de la bande 0-f, et elle est éliminée par le filtre passe-bas 0-f. S'il était nécessaire de transmettre des échantillons de toutes les amplitudes du signal de modulation, la fréquence de récurrence des impulsions devrait être tellement élevée qu'on perdrait à peu près tout l'avantage de la transmission en impulsions.

Pour comprendre comment il est possible de reconstituer un signal avec une fréquence d'échantillonnage aussi basse que $2f$, il faut remarquer qu'un signal complexe, tout en ayant une enveloppe de forme irrégulière, est décomposable en ondes sinusoïdales de diverses fréquences. La fréquence f est celle de la composante sinusoïdale à la fréquence la plus élevée. Pour toute autre fréquence moins élevée, l'échantillonnage de chaque période est donc proportionnellement plus fréquent.

Impulsions codées. Groupement.

Un échantillon peut être constitué d'une seule impulsion variant en amplitude, en largeur ou en position. Il est possible également d'identifier des simples valeurs d'amplitude en émettant des groupes d'impulsions variables, demeurant dans des positions fixées, et dont chacun représente une valeur d'amplitude différente. Par exemple, comme on va le montrer ci-dessous, au moyen de trois impulsions il est possible de représenter huit valeurs différentes, zéro inclus. Selon les besoins, une impulsion est transmise (1) ou omise (0).

AMPLITUDES REPRÉSENTÉES	CODE	INTERPRÉTATION
0	000	$0 + 0 + 0 = 0$
1	001	$0 + 0 + 1 = 1$
2	010	$0 + 2 + 0 = 2$
3	011	$0 + 2 + 1 = 3$
4	100	$4 + 0 + 0 = 4$
5	101	$4 + 0 + 1 = 5$
6	110	$4 + 2 + 0 = 6$
7	111	$4 + 2 + 1 = 7$

Dans la colonne « code », on voit qu'il est fait usage de valeurs de position. Le signe « 1 » vaut 1 dans la colonne de droite, 2 dans la colonne centrale et 4 dans la colonne de gauche. Donc, quand ce signe est présent dans les trois colonnes, la valeur d'amplitude représentée est la somme des trois valeurs de position, soit $4 + 2 + 1 = 7$.

Pour obtenir le décodage de tels groupes, il faut produire une impulsion qui soit la somme linéaire de toutes les impulsions transmises, chacune multipliée par sa valeur de position. La figure 21-18 montre en *d* comment une onde triangulaire peut être échantillonnée de la sorte par le principe de la numération binaire. Au décodage, on peut faire charger par les impulsions des intégrateurs à résistances et capacités qui restituent les amplitudes originelles. Celles-ci sont alors échantillonnées. La constante de temps est telle que la charge soit dissipée dans les intervalles de l'échantillonnage. La figure 21-18 *e* montre comment les groupes successifs apparaissent en fonction du temps.

Puissance des impulsions.

Une porteuse modulée en impulsions n'est émise que par intermittence. Dans l'intervalle séparant les impulsions, la puissance est nulle. Ces intervalles sont relativement longs. Le maximum d'efficacité et de rendement est obtenu quand les impulsions sont émises avec la plus grande amplitude possible : des impulsions faibles risquent évidemment d'être compromises par le bruit de fond. Ces considérations font préférer la modulation en largeur, en espacement, ou en code, plutôt qu'en amplitude.

La largeur d'une impulsion est chiffrée par sa durée en micro-secondes. Le cycle d'activité d'un émetteur d'impulsions est défini par le rapport entre la puissance moyenne durant un seul cycle récurrent et la puissance moyenne d'une impulsion. Comme ce rapport est bas, si on le compare à l'émission à porteuse ininterrompue, l'échauffement des tubes est moindre, et il en résulte qu'on peut les pousser plus. La durée courante d'une impulsion est de l'ordre de 0,5 μs. Dans la modulation de position, les impulsions subissent le long de l'axe un déplacement qui peut correspondre à 5 μs de part et d'autre pour le taux maximum de modulation. Compte tenu de l'espace additionnel réservé aux canaux adjacents, le cycle d'activité peut être dans ce cas inférieur à 10 %.

Multiplex par division du temps.

Dans un système de transmission en impulsions, le signal d'entrée traverse un filtre de bande limiteur, qui élimine les fréquences élevées non indispensables. Le signal est alors échantillonné à une fréquence au moins double de la fréquence limite. Les prélèvements sont ensuite codés. Ce système est le plus commode pour le multiplex, quand de nombreux canaux de signaux sont émis simultanément sur la même porteuse, avec un seul émetteur et un seul récepteur. En outre, le multiplex par division synchrone est le plus avantageux.

Le principe mis en jeu est le suivant. Considérons un système à 8 canaux employant la modulation de position. Ces 8 canaux sont prévus pour des fréquences téléphoniques de 0 à 3000 Hz chacun. Chaque signal téléphonique est échantillonné 10 000 fois par seconde. Comme le montre la figure 21-19 *b*, une impulsion, d'une durée de 0,4 μs, se déplace de part et d'autre de 5 μs pour la modulation maximum.

Dans le multiplex par division du temps, les 8 échantillons, correspondant chacun à un canal, sont transmis successivement. Quand le signal n° 1 doit être émis, une « barrière » est ouverte à l'émetteur, l'échantillon module celui-ci, et le signal parvient au récepteur où s'ouvre une barrière correspondante, qui lui permet d'atteindre le système de détection. Ensuite, les barrières n° 1 se ferment de part et d'autre, et c'est le tour des n° 2. Le processus se répète pour chacun des 8 canaux, après quoi les conditions initiales se reproduisent, et tout recommence, 10 000 fois par seconde.

Pour que ce système puisse fonctionner correctement, il est évident que les ouvertures et fermetures doivent, à l'émission et à la réception, s'opérer en parfait synchronisme. Cela nécessite donc en outre la transmission d'une impulsion de synchronisation. Celle-ci est envoyée avant chaque séquence de 8 canaux, pour bloquer le système. Les impulsions ont une durée de 2 μs, et une fréquence de récurrence de 10 000 par seconde. L'intervalle est donc évidemment de 100 μs.

L'ensemble est représenté schématiquement par la figure 21-19 *a*, montrant les 8 canaux encadrés des impulsions de synchronisation. Les barrières sont représentées comme un commutateur électronique parcourant à chaque séquence toute la série des canaux de droite à gauche, et réunissant deux canaux de même numéro pendant une durée de 12 μs chaque fois, avant de passer à la position suivante. La figure 21-19 *b* montre un canal déterminé par cette durée, et dans lequel l'impulsion change de position selon la modulation.

Résultats obtenus.

Les systèmes de ce genre, comparés à l'émission classique en modulation d'amplitude, demandent une bande passante plus large, mais une puissance moins élevée. Par rapport aux autres procédés à large bande comme la modulation de fréquence, ils ont l'avantage d'un rapport signal/bruit plus favorable. Avec le système de codage binaire décrit plus haut, basé sur la présence ou l'absence d'une impulsion, on peut arriver à un fonctionnement dans des conditions où le souffle est tel que les impulsions sont presque indistinctes. Ces procédés sont donc très intéressants lorsqu'on désire un multiplex de grande qualité et de haute sécurité.

Aide à la navigation, système « loran ».

Le système dit *loran* est destiné à permettre d'établir une position par radio avec rapidité et précision. L'appellation est tirée de *lo*ng *ran*ge *na*vigation (navigation au long cours).

Le principe employé est très simple. Il utilise la différence (en millionièmes de seconde) entre les temps de propagation de signaux pulsés provenant de deux émetteurs distants, l'un par rapport à l'autre, de quelques centaines de milles. Etant donné la vitesse de propagation d'une onde de radio, il lui faut 6,1838 μs pour parcourir un mille marin. Cette vitesse étant constante, la mesure du temps de propagation équivaut à une mesure de distance.

Sur la figure 21-20, P, Q et R sont des émetteurs. Si P et Q émettent chacun une impulsion exactement au même instant, ces deux impulsions voyagent à la même vitesse vers un point éloigné. Mais si l'un des émetteurs est plus près que l'autre de ce point, l'impulsion émise par le premier arrivera avant celle émise par le second. Si on mesure le temps qui sépare les deux

arrivées, on ne connaît pas encore la distance exacte, mais on connaît la différence de trajet. Si la différence de temps est de 6,1838 μs, la différence de trajet est évidemment d'un mille.

Il est facile de comprendre qu'une telle différence peut exister en de nombreux points. Mais tous ces points sont situés sur une courbe régulière, qui est une hyperbole. Possédant une carte comme celle de la figure, le

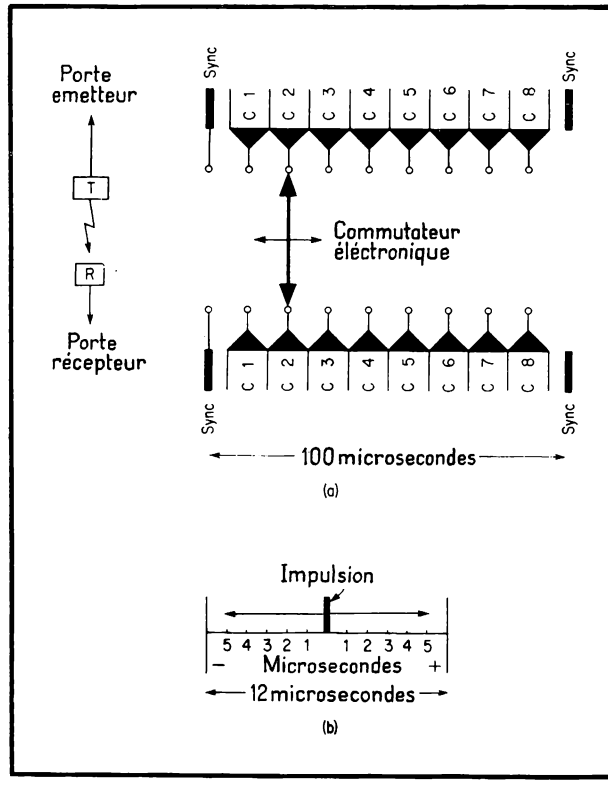


Fig. 21-19. — En a, intervalle de temps pour une transmission d'une séquence de huit canaux ; en b, intervalle de temps pour un canal.

navigateur sait, lorsqu'il connaît aussi la différence des temps de propagation, que sa position se trouve sur la courbe correspondante. Supposons que ce soit la courbe marquée 2L5-3000. Comment maintenant savoir où, sur cette courbe, se situe le point exact? Si une deuxième paire d'émetteurs fonctionne selon le même principe, le navigateur pourra disposer d'un second jeu de courbes, et déterminer sa position par l'intersection d'une seconde courbe avec la première. Cette courbe est par exemple la courbe 2L6-2500, et le point est X. Or, on voit qu'avec un seul émetteur supplémentaire, en l'occurrence R, la station P étant commune au système, on obtient un second jeu de courbes de position. Ce système peut fonctionner de manière satisfaisante pour autant que la paire d'impulsions P Q se distingue nettement de la paire d'impulsions P R.

Un tel système permet de faire le point en mer d'une manière précise à environ 900 milles le jour et 1500 milles la nuit.

Identification des stations et des courbes de position.

La situation des émetteurs est repérée sur des cartes et des tableaux, au moyen desquels il est facile de déterminer les stations intéressant une zone donnée. La figure 21-20 est une telle carte, très simplifiée. Il faut noter que la station P, qui émet une double impulsion, est la station « maîtresse », à laquelle les deux autres, Q et R, sont « asservies ». Les courbes de position correspondant à l'ensemble P R sont en trait plein, et celles correspondant à P Q en trait interrompu. Pour l'identification, ces courbes sont numérotées de la manière suivante :

1. Le premier chiffre indique la fréquence du canal correspondant à un groupe de deux émetteurs :

CANAL	FRÉQUENCE
1	1950 kHz
2	1850 kHz
3	1900 kHz
4	1750 kHz

2. La lettre suivant le premier chiffre indique la fréquence de récurrence des impulsions :

S (très lente) : 20 par seconde
L (lente) : 25 par seconde
H (rapide) : 33 1/2 par seconde

3. Le chiffre isolé suivant la lettre se réfère à l'indicatif de la station. Il complète le nombre d'impulsions indiqué par les lettres (S. L, ou H) auquel il s'ajoute. Soit :

0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 (suivant S, L ou H)

4. Le nombre de plusieurs chiffres suivant le tiret indique la différence en microsecondes entre les impulsions reçues. Il est fourni par l'indicateur du récepteur et s'applique à une courbe de position déterminée.

Par exemple, sur la figure 21-20, le point X se situe sur une courbe de position marquée 2L6-2500. Pour le navigateur, cela signifie :

2 = canal 2 = 1850 kHz;
L = fréquence de base = 25 Hz;
6 = fréquence indicative de la station = 6;
2500 = différence des temps de propagation = 2500 μs.

Fonction de l'indicateur du récepteur.

L'indicateur du récepteur loran est l'instrument qui permet au navigateur de mesurer l'écart de temps séparant les deux impulsions du signal. Le récepteur proprement dit est un appareil de radio, et l'indicateur un oscilloscope cathodique qui reçoit du récepteur les impulsions extraites du signal H. F. Ces impulsions apparaissent sur l'écran comme deux traits verticaux sur des axes constitués par la trace de balayage, qui est horizontale. Le récepteur est équipé de commandes permettant l'accord sur la fréquence du canal, le réglage de la fréquence de base, et celui de la fréquence propre à la station (constituée de ses deux émetteurs associés). Les impulsions qui en proviennent apparaissent immobiles sur l'écran, tandis que celles qui ont

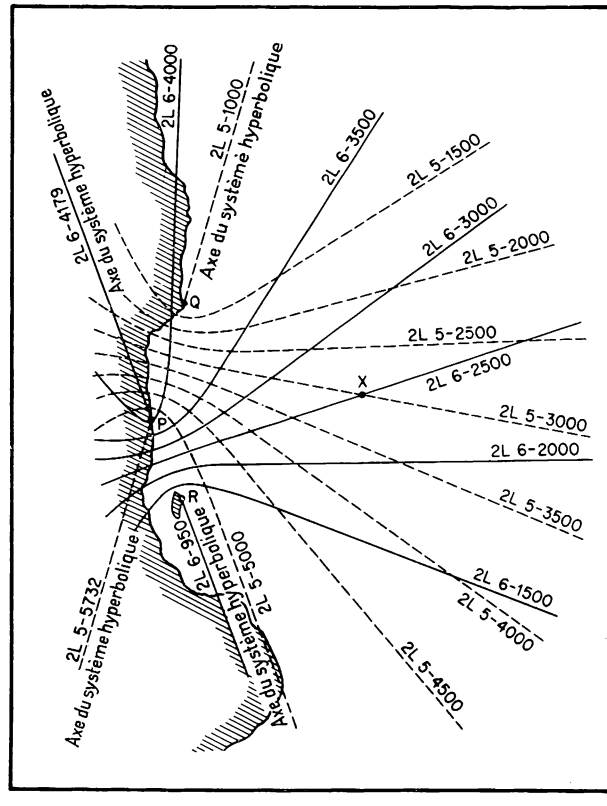


Fig. 21 - 20. — Exemple d'application du système Loran.

une fréquence de récurrence différente se déplacent et ne sont pas prises en considération.

L'équipement complet comprend quatre éléments, savoir le récepteur et l'indicateur dans un boîtier commun, une alimentation, un élément de liaison et un dispositif de couplage à l'antenne. Celle-ci est constituée d'un fil vertical pouvant avoir jusqu'à 40 m de long, suspendu au gréement du navire.

Les canaux des émetteurs loran se situent sur des fréquences avoisinant 1850 kHz. La sensibilité du récepteur peut aller jusque 0,5 μs. Ce récepteur est un superhétérodyne avec une fréquence intermédiaire de 1100 kHz. Les oscillateurs sont pilotés par quartz, ce qui est nécessaire à cause du petit nombre des canaux d'émission disponibles.

En réalité, les impulsions de la station maîtresse et de la station asservie ne sont pas émises en même temps. Celles de cette dernière sont retardées d'un intervalle de temps rigoureusement contrôlé, de sorte que l'impulsion de la station maîtresse arrive toujours la première. Cela élimine toute ambiguïté dans l'identification des impulsions, et donne une différence de temps qui s'accroît de façon continue, d'un minimum à la station asservie jusqu'à un maximum à la station maîtresse.

Un certain nombre de stations fonctionnent sur la même fréquence de canal, mais pour chaque groupe de deux, la fréquence de récurrence des impulsions diffère. Il en résulte qu'au moyen des commandes de fréquence et d'accord, on peut recevoir à volonté la paire d'impulsions qu'on désire.

Système de guidage omnidirectionnel en V. H. F. (V.O.R.).

Il s'agit ici d'un système qui fonctionne sur des canaux de fréquences comprises entre 112 et 118 MHz, à l'usage de l'aviation. Le principe de fonctionnement, très simple, consiste dans la comparaison des phases respectives de deux signaux à 30 Hz transmis séparément, par deux champs H. F. azimutaux.

Pour cela, il est fait usage d'une combinaison de quatre antennes d'émission en boucles horizontales, situées aux quatre angles d'un carré dont le centre est occupé par une cinquième. Celle-ci est attaquée indépendamment par une porteuse H. F. modulée à 30 % par un signal à 9960 Hz. Ce signal est lui-même modulé en fréquence, selon un signal de référence à 30 Hz, par une excursion de plus ou moins 480 Hz autour de la fréquence de 9960 Hz. Celui-ci peut éventuellement être remplacé par une modulation téléphonique. L'antenne centrale produit de la sorte un rayonnement non directionnel fournissant la fréquence de référence du système. Dans le récepteur, ce signal est détecté de manière à reproduire cette fréquence de 30 Hz, appliquée à une des entrées du dispositif indicateur.

Les antennes d'angles servent à produire un champ à phase variable correspondant à la rotation d'un radio-phare. Cette émission s'effectue avec suppression de porteuse, seules les bandes latérales à 30 Hz étant transmises.

Tandis que le champ électrique de balisage tourne, deux choses se produisent du côté récepteur. Premièrement, le faisceau tournant, à son passage, produit dans l'antenne de réception un signal fournissant une indication de temps. Ensuite, le champ de référence fixe procure l'indication du moment où le faisceau tournant passe au nord. On connaît de manière précise la durée d'une révolution complète. La différence de temps ainsi déterminée est alors employée à calculer automatiquement et à indiquer à quel angle le récepteur se trouve par rapport au nord. En ajustant la phase du signal de référence, on peut s'arranger pour que le récepteur s'adapte à la « route » suivie, c'est-à-dire obtenir que l'index demeure vertical tant que l'appareil suit la direction correcte, et dévie à droite ou à gauche pour marquer dans quelle orientation et de quel angle il s'en écarte.

Il existe un certain nombre de stations que le pilote choisit selon les besoins au moyen du dispositif d'accord du récepteur. L'orientation est fournie avec une tolérance de l'ordre de 1,5°. La puissance d'émission des stations est de 200 W, ce qui procure une portée utile de 75 à 250 milles selon l'altitude.

Il est à noter que la seule porteuse H. F. émise est la porteuse de référence, qui possède sa sous-porteuse à 9960 Hz, laquelle est à son tour modulée en fréquence à 30 Hz. Le faisceau tournant ne comporte pas de porteuse, mais seulement les bandes latérales à 30 Hz demeurant après suppression. Celles-ci se combinent à la porteuse de référence, et sont alors détectées pour retrouver la fréquence de 30 Hz. Cela constitue la donnée variable appliquée comme second signal à l'indicateur qui fournit en degrés l'orientation par rapport au nord, ou, à volonté, par rapport à la route établie.

Equipement de mesure à distance (D.M.E.).

Un système de balise à radar a été décrit plus haut. Une « question » constituée d'une impulsion, émise par un appareil en mouvement, déclenche une impulsion « réponse » émise par le radar situé au sol. L'intervalle entre

émission et réception donne la mesure de la distance. Si l'émission de l'appareil en mouvement est un faisceau tournant comme celui d'un radar, elle permet également de déterminer la direction de la balise. L'identification de celle-ci parmi plusieurs autres est possible si le signal de réponse est constitué d'impulsions codées. C'est un tel dispositif que désigne l'appellation ci-dessus.

Autres dispositifs affectés à la navigation.

Il existe encore beaucoup d'autres procédés radio-électriques destinés à aider la navigation. En plus de ceux qui ont été décrits ici, quelques-uns font usage d'antennes en boucles (cadres) qui donnent des indications de zéro très nettes; d'autres emploient deux ou plusieurs signaux télégraphiques, avec des combinaisons de phases que l'on compare, ou des amplitudes, ou des modulations particulières, par exemple de signaux pulsés. Nous ferons une mention spéciale au dispositif d'atterrissage I. L. S. (*instrument landing system*) destiné à l'aviation.

En bout de piste, ou à proximité, deux signaux directionnels confinés à d'étroits secteurs au moyen d'antennes à haute directivité sont émis pour guider les avions vers la piste. L'un de ces signaux est émis selon un angle dépassant un peu l'horizontale, soit donc dirigé vers la zone que doit traverser un appareil qui cherche à atterrir. Le faisceau en question coïncide exactement avec le plan vertical dans lequel le pilote doit placer son appareil pour se poser correctement. Le second faisceau procure l'indication correspondante quant à la trajectoire horizontale. L'avion est équipé d'un indicateur comportant deux aiguilles, l'une verticale et l'autre horizontale. Quand ces aiguilles se croisent au centre du cadran, l'avion est en position correcte. Si cette indication n'est pas exactement obtenue, le pilote corrige sa trajectoire jusqu'à l'obtenir, et, en la maintenant, il touchera la piste au point voulu. Afin d'informer le pilote du moment où il doit commencer à descendre, des balises disposées à des points convenables servent de repères de distance à mesure qu'elles sont survolées. Ces balises, fonctionnant aux alentours de 75 MHz, donnent un signal à courte portée dirigé vers le haut en forme d'éventail dans des plans perpendiculaires à la trajectoire des appareils qui approchent de la piste. En plus de ces repères de distance, d'autres indiquent le point précis où la descente doit être amorcée. Le système I. L. S. fonctionne aux environs de 335 MHz. Il est normalement destiné au pilotage manuel, mais des systèmes destinés au pilotage automatique existent également.

CHAPITRE XXII

APPLICATIONS INDUSTRIELLES

Introduction.

Bien que les techniques électroniques aient été primitivement étudiées exclusivement en vue de leur application aux communications radio-électriques, elles ont trouvé de si nombreux usages dans l'industrie que c'est là maintenant une des plus importantes de leurs branches.

On fait fréquemment usage, pour le chauffage, de courants produits par des champs à haute fréquence. Du fait que les sources de ces courants sont des oscillateurs électroniques, la fabrication des appareils destinés à les produire est du domaine du constructeur d'émetteurs. Cette technique permet de concentrer la chaleur à des points déterminés, rapidement, et sans qu'elle atteigne des endroits voisins où elle est indésirable.

Un second emploi important de l'électronique est la technique des mesures. Il s'agit en général d'exprimer en courants électriques des grandeurs physiques d'ordres différents, et d'amplifier les courants produits jusqu'à permettre l'emploi d'appareils de mesures électriques classiques, ainsi transformés en thermomètres, en indicateurs de vitesses, de pressions, etc.

L'électronique sert aussi à la commande de machines, et la technique en question a reçu comme appellation le barbarisme « automation ». Elle est liée à celle des mesures, en ce sens que cette dernière assure le contrôle du fonctionnement, que la mesure est rapportée à un étalon préétabli, et que c'est au moyen et en fonction de cette comparaison que la commande est assurée, les courants mesurés réagissant sur les organes de commande. Cette technique implique la conversion de courants faibles en courants assez intenses pour actionner des moteurs, et elle fait usage pour cela de tubes électroniques comme les thyratrons ou ignitrons, ou d'amplificateurs magnétiques. Non seulement ces procédés réduisent la main-d'œuvre nécessaire à la conduite des machines, mais ils permettent d'assurer avec une grande précision des processus chimiques et autres travaux d'usinage.

L'électronique a reçu également des applications dans le domaine du laboratoire de recherches. Le microscope électronique est employé en médecine et en biologie. Le spectromètre de masse et les appareils à diffraction électronique ont offert de nouveaux aperçus à la chimie et aux technologies associées.

Les applications sont trop nombreuses pour être toutes décrites ici. Nous devons nous borner à donner des exemples typiques illustrant les quatre branches principales qui viennent d'être évoquées.

Chauffage inductif à haute fréquence.

Le chauffage à haute fréquence est fréquemment employé pour le traitement thermique des surfaces d'engrenages et de roulements, et pour le chauffage localisé destiné aux soudures ou brasures. Les courants sont induits dans la pièce chauffée au moyen de bobinages en tube de cuivre, refroidis par eau, où circule la haute fréquence. Si par exemple un engrenage est entouré de quelques spires constituant un primaire de transformateur, le

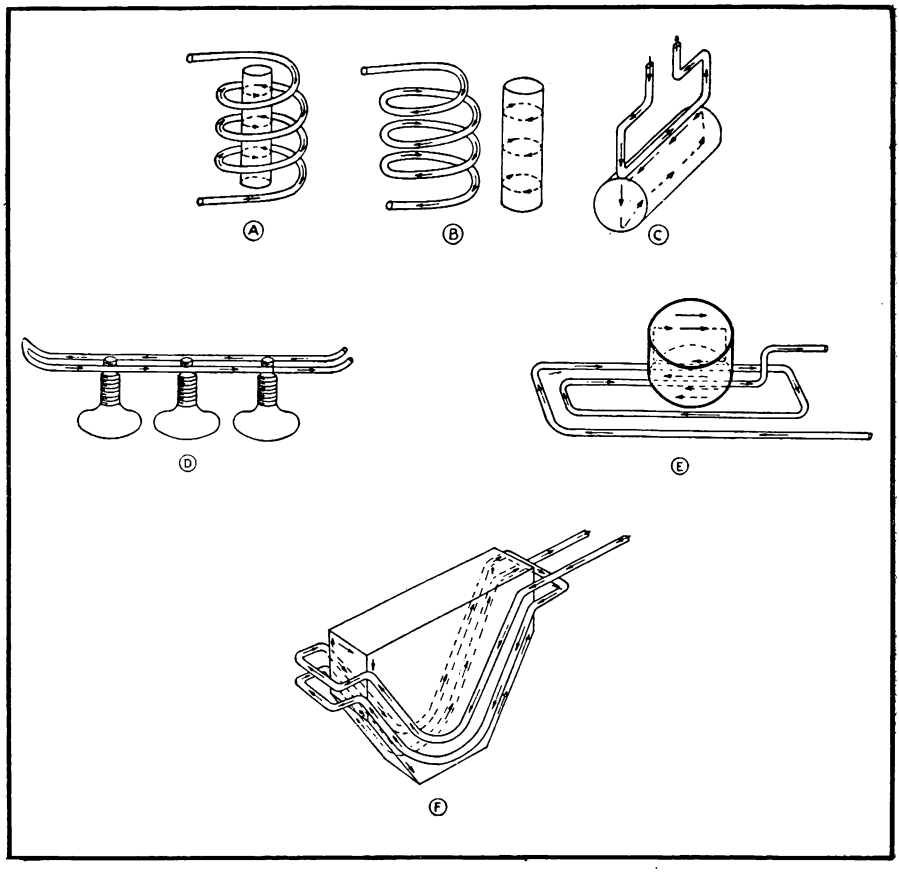


Fig. 22-1. — Formes des bobinages pour chauffage inductif, selon la pièce à traiter.

métal de l'engrenage joue le rôle de secondaire. Un courant tend à se développer dans celui-ci, courant opposé à la force magnétomotrice du courant primaire. Dans un transformateur de cette espèce, le courant primaire est sensiblement constant, et de la sorte le courant secondaire tend à neutraliser la plus grande partie de la force magnétomotrice du primaire, et à maintenir le flux à une valeur minimum. Pour cela, le courant secondaire circule le plus près possible du bobinage, c'est-à-dire à la surface de l'objet plongé

dans le champ du solénoïde. Cela est particulièrement vrai dans le cas du fer, de l'acier et de tous les matériaux bons conducteurs magnétiques.

Avec une fréquence et une intensité assez élevées, il est possible de chauffer de la sorte la surface d'engrenages jusqu'à la température permettant la trempe, sans que la chaleur pénètre dans la pièce à une profondeur supérieure au millimètre. On peut obtenir ainsi une trempe superficielle très dure sans que le métal soit rendu cassant dans la masse. C'est là une application de l'effet dit « de peau », connu en radioélectricité.

Quand il s'agit d'effectuer des soudures, il est évident que la chaleur doit être produite uniquement aux points à souder, et pour cela ce sont ces points qui doivent se trouver dans le champ primaire, donc à proximité du bobinage. On emploie à cet effet des bobinages de formes appropriées dont la figure 22-1 donne quelques exemples.

Il est évident que les formes en question doivent être établies empiriquement. Néanmoins, dans l'ensemble, on se conforme aux règles suivantes :

1. La bobine doit avoir approximativement la forme de la portion à chauffer.

2. Celle-ci doit autant que possible y être centrée.

3. Les angles vifs ont tendance à s'échauffer en premier, parce qu'ils sont plus rapprochés de la bobine, et en outre possèdent moins de masse. Par conséquent, il faut ajuster la bobine de manière qu'elle s'en écarte dans la mesure du possible.

4. Quand il s'agit de braser ensemble des métaux différents, le courant doit être concentré sur celui qui possède le moins de résistivité et de perméabilité. Ainsi, le cuivre et l'argent, à cause de leur faible résistivité, s'échauffent le plus lentement, tandis que le laiton s'échauffe plus vite, et l'acier plus vite encore. Il faut donc que la bobine soit plus rapprochée du cuivre, de l'argent et du laiton, que de l'acier.

5. Les pièces à braser doivent être chauffées d'abord, pour aspirer (par capillarité) l'alliage de soudure dans le joint. Il faut donc que cet alliage soit maintenu le plus possible écarté de la bobine.

6. Pour obtenir un échauffement également réparti sur la circonférence d'une pièce, il peut être nécessaire de la faire tourner pendant le chauffage.

Afin de limiter l'échauffement à une mince couche superficielle, quand il s'agit d'une trempe externe ou d'un assemblage par soudure ou brasure, on doit employer une fréquence de l'ordre de 200 à 500 kHz, ce qui nécessite des oscillateurs à tubes à vide. La figure 22-2 est le schéma de principe d'un oscillateur de cette espèce. A gauche se trouve le redresseur fournissant le courant d'alimentation anodique. L'oscillateur est un montage Colpitts à alimentation en parallèle par bobine d'arrêt (L_1), et la prise assurant le couplage réactif correct est obtenue par le rapport des capacités qui, branchées en série, accordent le bobinage oscillateur (C_6, C_7, L_4). La polarisation de grille est automatique, par résistance en série, et, pour ajuster la puissance de sortie, cette polarisation peut être réglée au moyen de la résistance variable R_4. La bobine de chauffage est en série avec la bobine oscillatrice proprement dite, à laquelle elle n'ajoute qu'une faible valeur d'inductance. Le graphique qui se trouve en haut de la figure représente les courants dans les diverses parties de l'appareil, auxquelles les lettres permettent de se reporter.

Un équipement analogue est employé pour le chauffage diélectrique. Ce procédé fait appel aux pertes qui se produisent quand un matériau non-conducteur est plongé dans un champ à haute fréquence. Comme ces pertes sont souvent relativement faibles, il est nécessaire, pour arriver à un échauffement suffisant, d'employer des fréquences assez élevées, beaucoup plus

élevées que dans le cas des métaux. Selon le cas, elles peuvent être de 1 à 100 MHz.

Un exemple d'application de ce procédé est le collage du contre-plaqué. La colle cause beaucoup plus de pertes que le bois sec, ce qui fait qu'elle s'échauffe rapidement sans que le bois risque de brûler. Avant cette application, on maintenait les feuilles à coller entre des plateaux de presses chauffés à la vapeur. Ce procédé est beaucoup plus lent que le chauffage à haute fréquence.

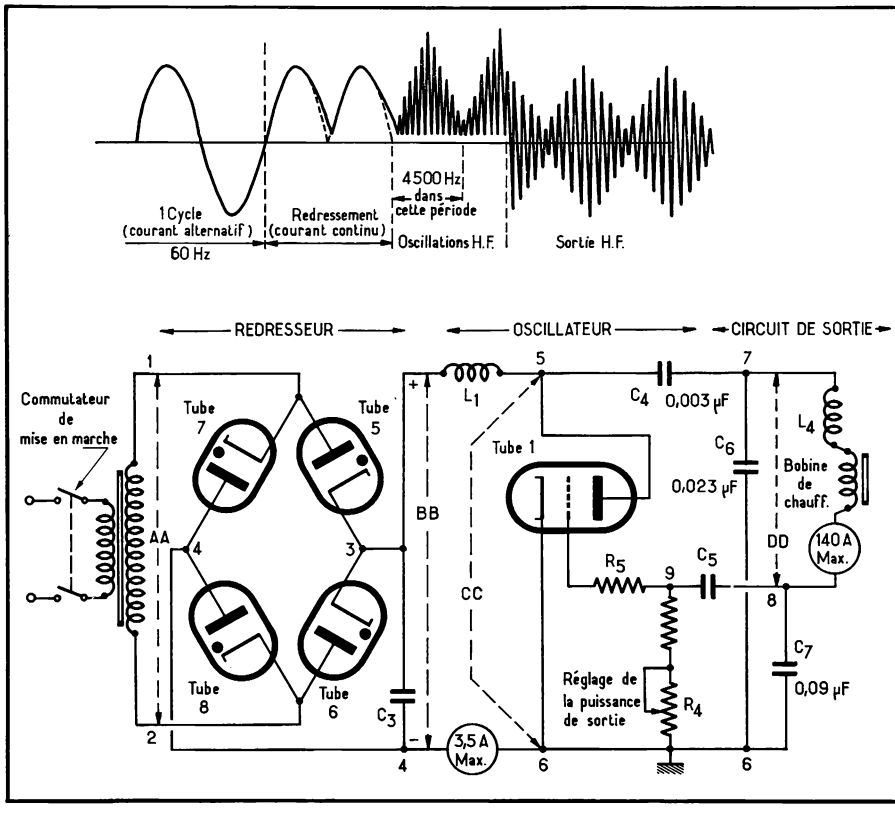


Fig. 22-2. — Oscillateur pour chauffage à haute fréquence.

Le schéma employé est voisin de celui de la figure 22-2. La principale différence réside dans le fait que la matière à chauffer est placée entre les armatures d'un des condensateurs du circuit oscillant (par exemple C_7). Le bobinage d'accord a alors une valeur d'inductance assez faible, et il sert uniquement à fixer la fréquence d'oscillation du système.

Les équipements de chauffage à haute fréquence sont coûteux, et leur rendement en puissance est faible. Néanmoins, la possibilité qu'ils procurent de concentrer la chaleur à l'endroit où on en a besoin, fait qu'ils permettent des résultats que l'on ne saurait obtenir autrement; il en résulte finalement une économie qui peut largement compenser leur coût, lorsqu'ils sont employés judicieusement.

Diathermie.

La médecine également fait grand usage d'énergie à haute fréquence pour produire de la chaleur dans les tissus vivants. Le processus s'y accomplit sensiblement de la même manière que dans les autres corps dont la résistivité est relativement élevée. Du point de vue électrique, il y a des différences de constitution entre les organes humains, mais elles ne sont pas suffisantes pour procurer la possibilité d'un chauffage sélectif. En outre, la circulation sanguine, en liaison avec le système de régulation thermique, rend difficile, sinon impossible, l'obtention d'une élévation de température locale marquée, par rapport à la température d'ensemble du corps. Néanmoins, les effets de la production locale de chaleur par l'électricité à haute fréquence et les champs magnétiques sont très notables dans le traitement de certaines maladies et infections.

Les champs électromagnétiques peuvent être appliqués des deux manières décrites ci-dessus, c'est-à-dire soit par capacité, causant un échauffement par pertes diélectriques, soit par induction, auquel cas l'échauffement est produit par des courants tourbillonnaires. Quand on emploie les électrodes capacitives, il est d'usage courant de les écarter de quelques centimètres, au lieu de les appliquer directement, afin de répartir plus également entre les couches profondes et la peau la production de chaleur. Ce procédé nécessite l'emploi de fréquences de l'ordre de 40 à 50 MHz (soit des longueurs d'ondes de 7,5 à 6 m). La nécessité d'un ajustage soigneux de la position des élec-

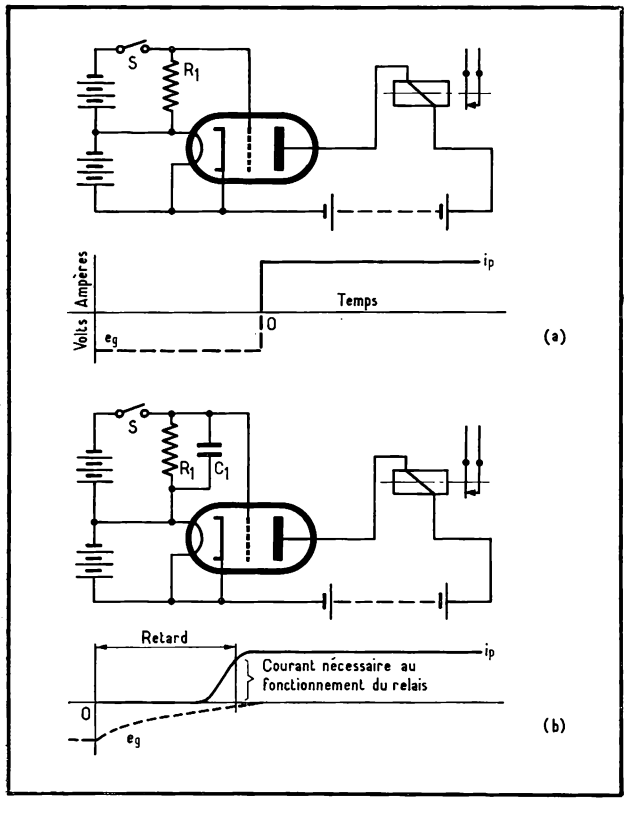


Fig. 22 - 3. — Minuterie électronique simplifiée.

trodes afin d'obtenir l'échauffement exactement à la profondeur désirée fait que ce type d'équipement est moins commode à employer.

Quand on se sert d'une bobine, celle-ci est soit placée autour de la partie à chauffer, soit de forme plate; elle se pose alors simplement en surface. Le réglage est ainsi moins critique. La chaleur est produite par les courants induits résultant du champ magnétique; du fait que le corps a la même

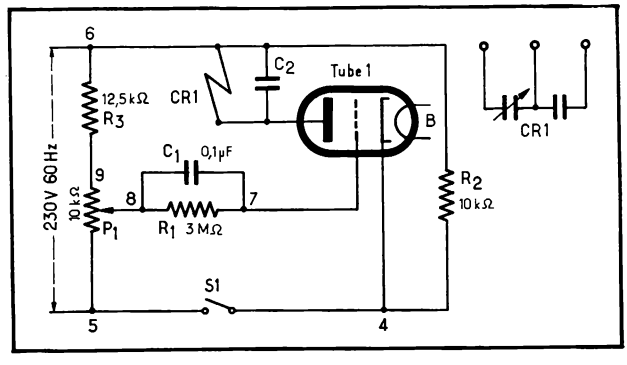


Fig. 22 - 4. — Minuterie électronique.

perméabilité magnétique que l'air, ils forment un milieu homogène et la chaleur pénètre facilement. Dans ce cas, la fréquence doit être réduite aux environs de 10 à 15 MHz, de façon que l'effet inductif du bobinage prédomine.

Le générateur à haute fréquence est analogue à un émetteur piloté par quartz, sans dispositif de modulation. Le bobinage est supporté par un bras réglable, afin d'éviter au patient le poids des enroulements. En plus des bobinages en galette, il est généralement fourni un bobinage enveloppant qui peut être placé autour d'un membre.

Dispositifs de temporisation électroniques.

Un des problèmes les plus importants de l'électronique industrielle est le « découpage » du temps en très courtes périodes. Les minuteries mécaniques fonctionnent convenablement jusqu'à des temps de quelques secondes, mais s'il s'agi d'intervalles plus courts, le pourcentage d'erreur devient une fraction trop élevée du temps total. Il en résulte que pour les périodes très courtes on fait usage d'appareils électroniques. Il en existe un grand nombre de types dans le commerce, et même pour une seule fonction il n'est pas possible d'entreprendre ici de les décrire tous. On se bornera à l'explication des principes d'emploi le plus fréquent.

La figure 22-3 *a* montre une triode branchée de manière que son courant de plaque soit nul tant que l'interrupteur est fermé, une forte polarisation négative étant alors appliquée à la grille. Quand on ouvre l'interrupteur, la grille prend aussitôt le potentiel de la cathode (point O du graphique) et le courant plaque atteint sa valeur maximum, actionnant le relais placé en série dans son circuit.

Sur la figure 22-3 *b*, on voit qu'un condensateur a été ajouté en parallèle sur la résistance de grille, qui est de valeur élevée. Dans ce cas, le phénomène n'est plus instantané comme précédemment. Quand on ouvre l'interrupteur, pour que la grille puisse revenir au potentiel de la cathode il faut d'abord que le condensateur se décharge à travers la résistance. C'est ce qu'indique le graphique du bas. Dès que l'interrupteur est ouvert, le condensateur commence à se décharger, comme il a été expliqué dans le chapitre III, et aucun

courant de plaque ne circule tant que la tension négative de grille dépasse le potentiel de coupure (« cut-off ») de la triode. Quand ce point est atteint, le courant de plaque s'accroît rapidement et atteint sa pleine valeur quand toute la charge du condensateur est dissipée.

Le délai de déclenchement du relais est donc en fait déterminé par la capacité du condensateur, et il est d'autant plus long que cette capacité est plus grande. Il est aussi déterminé par la valeur de la résistance, en ce sens que plus celle-ci est grande, plus la décharge du condensateur est lente. Ce principe est employé dans beaucoup de montages. Comme le schéma le montre, il lui faut des batteries d'alimentation, et il n'est pas adapté par lui-même au fonctionnement sur un courant alternatif.

Le schéma figure 22-4 est celui, légèrement simplifié, d'un appareil commercial. Plusieurs points demandent examen. Il faut d'abord voir comment la polarisation de grille est établie. Elle provient du courant électronique cathode-grille qui circule (l'interrupteur étant ouvert) pendant la durée du cycle où la grille est plus positive que la cathode.

Sur la figure 22-5, le potentiel au point 8 de la figure 22-4 est pris comme potentiel de référence, et les tensions des points 6 et 5 sont inscrites par rapport au point 8 quand, par le curseur du potentiomètre, il est réuni au point 9. La résistance R_3, de 12 500 Ω, en série avec la résistance de 10 000 Ω du potentiomètre, forme avec celui-ci un diviseur de tension. Il y a environ 130 V aux bornes de la résistance et 100 V aux bornes du potentiomètre,

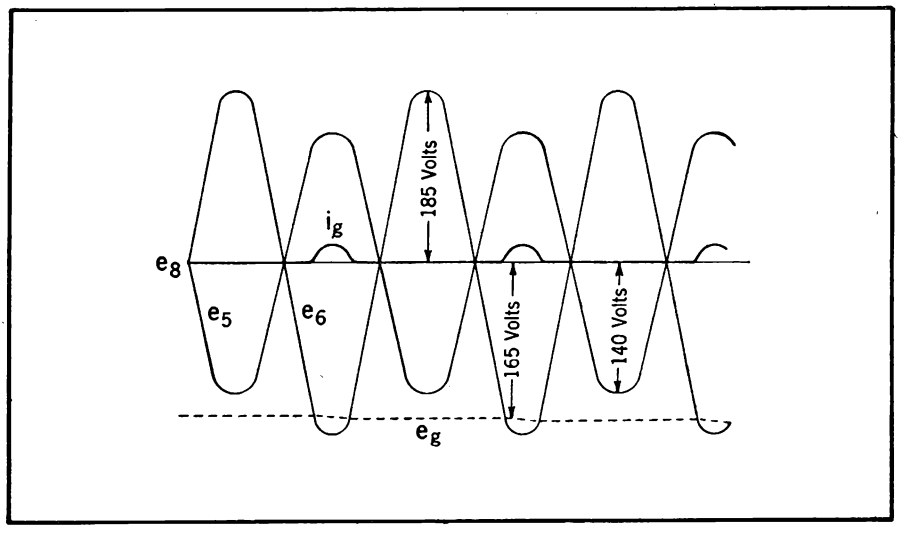


Fig. 22-5. — Courants et tensions dans le montage de la figure 22-4.

valeurs efficaces, les valeurs de crête étant respectivement 185 et 140 V, comme le montre le graphique. Quand l'interrupteur est ouvert, la cathode prend la tension du point 6. Dès qu'elle est plus négative que la grille, celle-ci capte des électrons et un courant circule. Le courant de grille (i_g) charge le condensateur C_1. Cette charge tend à se dissiper pendant la plus grande partie du cycle, mais la résistance de 3 MΩ a une valeur assez élevée pour que cette fuite se produise très lentement. De la sorte, une petite impulsion de courant de grille se produisant une fois par période du courant alternatif (fig. 22-5) suffit à charger le condensateur de manière à maintenir la grille à un potentiel

négatif d'environ 165 V par rapport au point 8. Si, en manœuvrant le potentiomètre, on amenait la tension entre les points 8 et 6 à la valeur maximum d'environ 245 V, on pourrait s'attendre à ce que la grille prenne une tension négative d'environ 235 V par rapport au point 8. La tension entre 5 et 8 a alors une valeur maximum d'environ 80 V.

Le second point à examiner est le mode de décroissance de la polarisation de grille quand la source est supprimée. Il a été supposé jusqu'ici que l'interrupteur était ouvert, ce qui est la condition normale de fonctionnement du système. Quand l'opération qui nécessite le déclenchement temporisé doit être amorcée, on ferme l'interrupteur. Si les conditions étudiées sur la figure 22-5 existent, et que l'on prenne le potentiel de cathode comme tension de référence, la tension de grille sera la somme des 100 V (valeur efficace) entre les points 5 et 8, et de la tension aux bornes de la résistance R_1. Cela donne ce

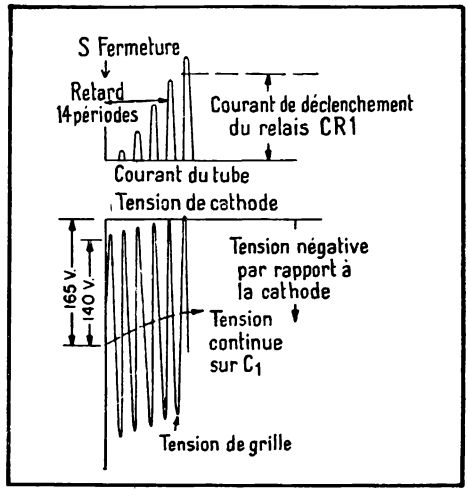


Fig. 22-6. — Fonctionnement du montage de la figure 22-4 temps bref).

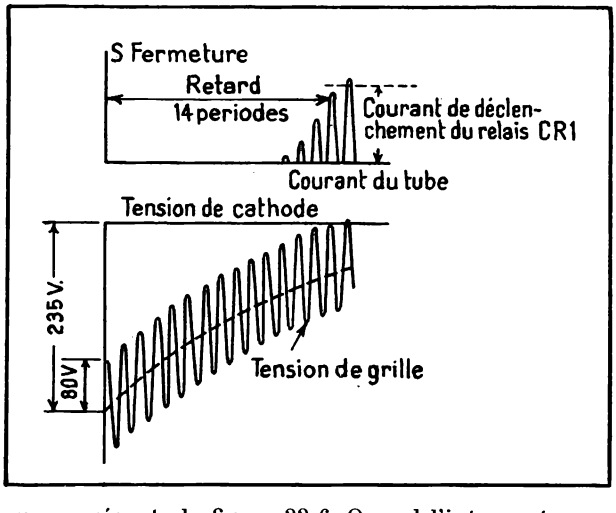


Fig. 22 - 7. — Fonctionnement du montage de la figure 22-4 (temps long).

que représente la figure 22-6. Quand l'interrupteur se ferme, la tension négative de grille est d'environ 25 V. Par suite de cette fermeture, la recharge du condensateur ne s'effectue plus, comme auparavant, à chaque période.

Il en résulte que la tension négative décroît et qu'un courant de plaque commence à circuler par impulsions (haut de la figure 22-6). Quand la valeur nécessaire au déclenchement du relais est atteinte (au bout de 4 périodes dans le cas représenté) son contact se ferme. C'est la durée la plus réduite possible avec les paramètres indiqués.

Si le potentiomètre est réglé de manière que l'on ait, de part et d'autre du point 8, 173 et 57 V, la tension de grille initiale est 235 V, comme le montre la figure 22-7. La tension alternative qui y est superposée n'est que de 80 V au maximum, de sorte que le courant de plaque ne passera qu'au bout de 14 périodes. Cela montre comment le potentiomètre sert à régler le fractionnement du temps. Avec les constantes indiquées, on peut faire varier la fraction entre 4 et 65 périodes.

Il existe en outre dans ce schéma une certain nombre de particularités mineures méritant d'être citées. Le condensateur C_2, mis aux bornes de la bobine du relais, sert à réduire l'ondulation du courant redressé par la triode, de manière qu'il soit assez constant pour éviter la vibration des contacts. Les trois bornes en haut et à droite de la figure 22-4 représentent les connexions des contacts du relais. Quand celui-ci fonctionne, l'un se ferme et l'autre s'ouvre.

En augmentant la valeur de C_1, on peut obtenir une plus large plage de temps.

Temporisation cyclique.

Dans les opérations industrielles, il est souvent nécessaire d'exécuter une série de processus se suivant selon un ordre déterminé, chacun devant avoir sa durée propre mesurée avec précision. Il est possible, à cette fin, d'assembler un certain nombre de dispositifs groupés en chaîne séquentielle et exécutant un *cycle* opérationnel. Mais de tels dispositifs ne sont pas nécessairement et dans tous les cas de nature électronique. Il arrive qu'on emploie des commutateurs actionnés par des cames, et il est évident que les formes de ces dispositifs peuvent être extrêmement variées. Il est certain aussi qu'un dispositif électronique peut se prêter avec plus de souplesse aux réglages et modifications, spécialement dans les dispositifs expérimentaux.

Méthodes électroniques de mesures industrielles.

L'avantage des procédés électroniques dans les mesures réside avant tout dans la grande sensibilité des instruments, due à l'emploi d'amplificateurs. Cette sensibilité accroît la précision, par rapport aux procédés classiques. De plus, il est possible de convertir des variations en unités d'un autre ordre — de passer de quantités de toutes sortes aux quantités électriques.

Dans les circuits de mesures, les tubes électroniques ont des caractéristiques limitatives qu'il est important d'observer. Leur fonctionnement correct peut dépendre de leur position et des conditions imposées à leurs électrodes. Divers facteurs, comme le degré de vide, ne sont pas exactement constants pour un même type. En outre, les caractéristiques d'un tube donné varient avec son âge. Ce manque d'uniformité et de constance compromet la précision des mesures, et exclut l'emploi des tubes directement dans les circuits.

Des cellules sensibles ou des *transducteurs* sont employés à la conversion des quantités mesurées en variations de tension ou d'intensité électrique. Une variation des caractéristiques d'un circuit peut également être convertie

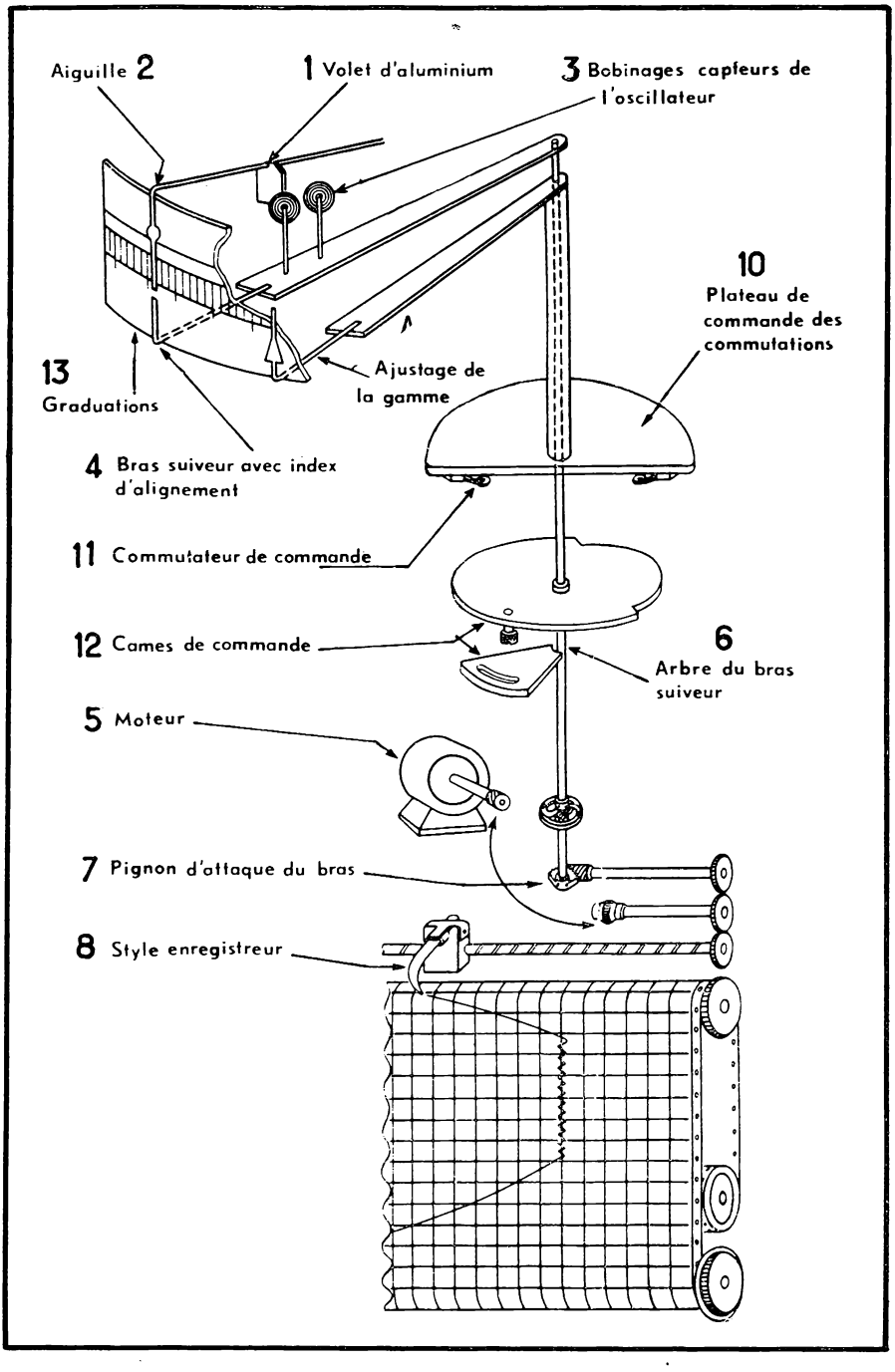


Fig. 22-8. — Principe de l'enregistreur de mesure asservi à un millivoltmètre.

en variation de tension moyennant un agencement convenable. Les techniques électroniques servent fréquemment à déceler de telles variations, et à commander des dispositifs produisant une tension étalonnée destinée à équilibrer ou à neutraliser la tension inconnue.

La quantité inconnue peut alors être mesurée par substitution de la source étalonnée à la source originale, qui peut être la cellule sensible ou le transducteur.

Mesure des températures par les méthodes électroniques.

Le thermocouple est un des éléments les plus couramment employés à la conversion de la chaleur en électricité. C'est dans ce domaine le transducteur type, et deux appareils faisant usage de ses propriétés seront étudiés à titre d'illustrations.

Le thermocouple est réalisé en soudant ensemble deux métaux différents. Ces métaux sont généralement reliés ensuite à des fils de sortie en cuivre. Quand on chauffe la jonction de deux métaux différents, une petite différence de potentiel apparaît entre ceux-ci. Dans une gamme de températures limitée, choisie pour le fonctionnement, la tension produite est sensiblement proportionnelle à la température. On dispose donc d'un moyen de mesurer celle-ci électriquement. (Pour plus de précision, il faut dire que la tension est approximativement proportionnelle à la *différence* de température entre la jonction chaude et les jonctions froides des connexions.)

Du fait qu'une certaine résistance existe à la jonction des thermocouples, le courant doit être faible si l'on désire des mesures précises.

Enregistreur de mesures asservi à un millivoltmètre.

Un moyen d'éliminer ce dernier inconvénient consiste à employer, pour la mesure, un millivoltmètre à résistance élevée. Mais un tel appareil de mesure ne produit pas un couple mécanique suffisant pour entraîner le style inscripteur d'un enregistreur. Le dispositif que schématise la figure 22-8 permet de pallier cette difficulté. L'aiguille du voltmètre porte (1) un petit volet d'aluminium passant entre des bobines (3) montées sur un bras suiveur. Ces bobines sont dans le circuit de grille d'un oscillateur à grille et plaque accordées (fig. 22-9). Le bras mobile a son axe dans le prolongement de celui du millivoltmètre, et il est commandé par un moteur asservi au moyen du dispositif électronique. Si l'aiguille se déplace par exemple vers la gauche de la figure, le bras suiveur, mû par le moteur, l'accompagne aussitôt dans son mouvement, et ne s'arrête que lorsque le volet porté par l'aiguille a son bord le plus proche dans l'axe tracé de centre à centre des bobines. Ainsi, l'aiguille commande le bras sans aucun contact électrique ou mécanique susceptible d'entraver son déplacement.

Ce qui est modifié, dans le dispositif électronique (fig. 22-9), ce sont évidemment les caractéristiques du circuit accordé (représenté dans le cadre à l'extrême gauche de la figure). L'une des sections du premier tube double triode fonctionne, on l'a dit, en oscillateur, sur une fréquence d'environ 15 MHz. Le volet mobile agit de deux manières sur ce circuit accordé. D'abord, les courants induits dans le métal causent des pertes, réduisant le Q du circuit oscillant. En outre, en augmentant la capacité répartie, le volet modifie la fréquence de résonance. Si le circuit a été accordé hors de la présence du volet, l'introduction de celui-ci entre les bobines causera une

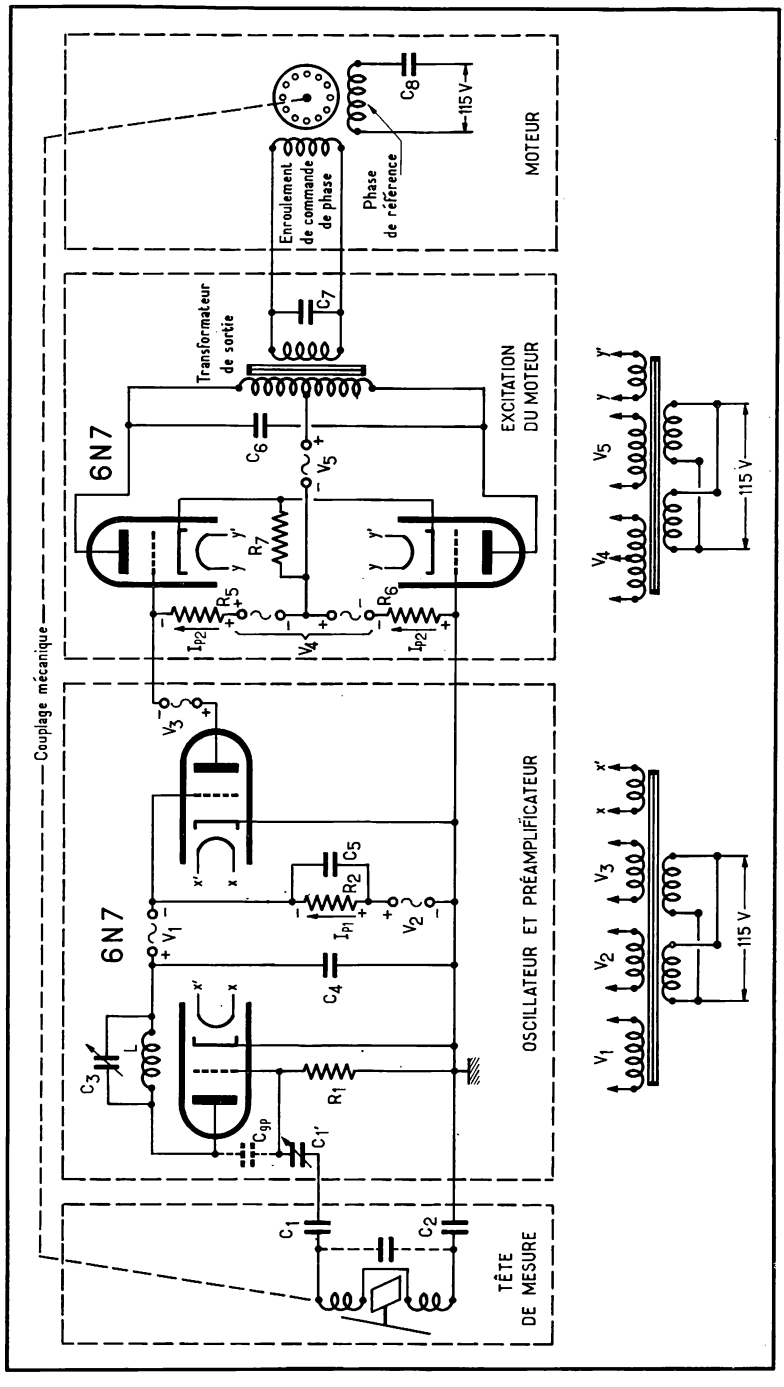


Fig. 22-9. — Circuits électroniques d'un enregistreur (Wheelco).

augmentation de l'impédance du circuit, accordé en série, et en parallèle sur la résistance de grille R_1. L'effet de ce désaccord se traduit par une variation du courant de plaque moyen, variation qui est transmise à l'amplificateur. L'alimentation s'effectue en courant alternatif à 50 Hz, de sorte que les courants anodiques résultants sont à cette fréquence.

Le tube amplificateur a un courant anodique variable entre 2 et 30 mA. Il est attaqué par deux sources, l'une fixe et l'autre variable par suite des variations du courant plaque de l'oscillatrice. On s'arrange pour que, le volet étant entre les bobinages de grille, l'attaque du tube amplificateur soit équilibrée, de sorte qu'au milieu de la caractéristique de ce tube, qui attaque le push-pull de sortie, le courant dans le transformateur de sortie soit nul. Dès que le volet sort quelque peu de l'intervalle des bobinages, un courant se produit dans le transformateur, et ce courant alimente un petit moteur à induction du type à condensateur, commandant le bras suiveur. Le bras se déplace alors jusqu'à ce que les bobines soient dans la position primitive par rapport au volet. Si le volet est introduit trop profondément entre les bobines, la phase du courant est inversée, ce qui inverse le sens de rotation du moteur. De la sorte, le bras suiveur est constamment ramené à l'alignement de l'aiguille du voltmètre.

Mesures de tension par potentiomètre.

Une autre méthode pour mesurer la tension de sortie d'un thermocouple consiste à placer en opposition une source étalonnée. Quand l'équilibre est établi, les deux tensions sont égales, et la mesure de la tension étalon fournit *ipso facto* la valeur de celle du thermocouple. Le moyen le plus courant d'établir l'équilibre consiste à employer un potentiomètre, un galvanomètre très sensible servant de détecteur. De tels procédés font facultativement usage de dispositifs auxiliaires électroniques.

Emploi de condensateurs.

Une autre méthode encore consiste à faire charger un condensateur par le thermocouple, et à mesurer cette charge par comparaison avec celle d'un autre condensateur alimenté par un potentiel de référence. On a vu dans le chapitre III que la charge d'un condensateur est proportionnelle au produit de la tension par la capacité. La charge du condensateur C_1 alimenté par le thermocouple est :

$$Q = E\,C_1$$

Cette charge peut être obtenue par diverses combinaisons de tension et de capacité. Par exemple :

$$Q = E_s\,C_2$$

où C_2 est la capacité d'un condensateur variable et E_s la tension de la source de référence. Connaissant cette valeur de Q et celle de C_1, on peut écrire une équation où la valeur de la tension inconnue est exprimée en fonction du rapport des capacités et de la tension de référence :

$$E_x = \frac{Q}{C_1} = \frac{E_s\,C_2}{C_1} = E_s\,\frac{C_2}{C_1}$$

Il est possible de comparer la charge de deux condensateurs en les branchant en série. Si les charges sont égales, elles se neutraliseront et il ne restera pas de charge résiduelle pour produire une tension. Si elles diffèrent, une tension en résultera et la polarité de cette tension indiquera quelle charge est la plus grande.

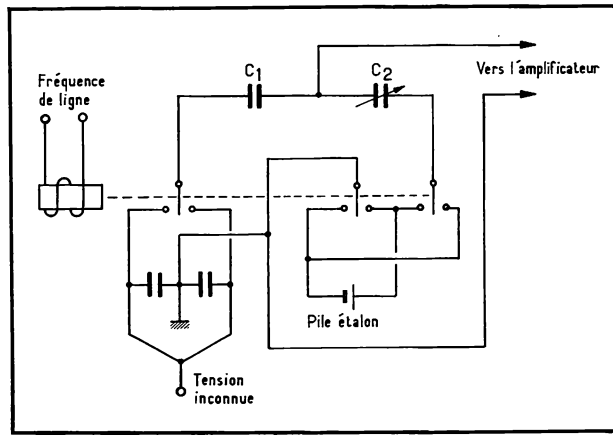


Fig. 22-10. — Circuits de mesure de tension.

Pour l'application de cette méthode, un constructeur emploie un vibreur multipolaire qui permet alternativement la charge et la comparaison (fig. 22-10). Un amplificateur électronique et un moteur électromagnétique associés ajustent la capacité du condensateur variable C_2 (chargé par la source de référence) jusqu'à obtenir l'équilibre. L'ensemble est représenté en blocs sur la figure 22-11.

Autres éléments sensibles.

Il existe d'autres éléments produisant une tension en fonction de diverses données. Par exemple, des générateurs électromagnétiques permettent de mesurer des vitesses de rotation, des cristaux piézo-électriques fournissent

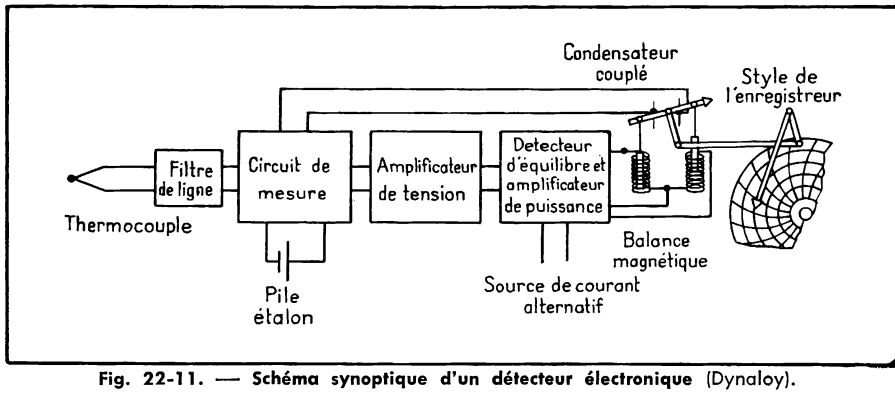


Fig. 22-11. — Schéma synoptique d'un détecteur électronique (Dynaloy).

des indications de pressions, des électrodes calibrées permettent la mesure du pH. On les emploie, ainsi que de nombreux autres, aux mesures industrielles.

Transducteurs à variation d'impédance.

La variation d'impédance dans un élément sensible peut être utilisée à la mesure de beaucoup de quantités. L'emploi de transducteurs à variation de résistance est probablement plus répandu que celui d'aucun autre type.

Aux températures inférieures à 400° F, on emploie couramment une résistance enfermée dans une ampoule. La figure 22-12 en représente une avec son tube protecteur. Beaucoup d'autres formes existent, adaptées aux cas particuliers. Sur la figure 22-13, on voit un enroulement de fil très fin fixé à un papier qui peut être collé à la surface dont on désire mesurer la température.

Pour mesurer les déformations, les forces, les pressions exercées sur des pièces mécaniques, on emploie des éléments assez semblables à celui de la

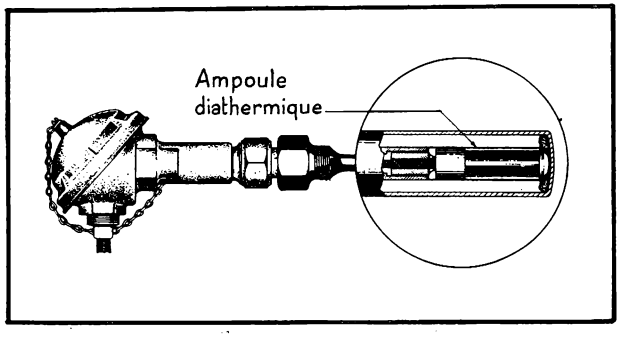


Fig. 22 - 12. — Sonde pyrométrique.

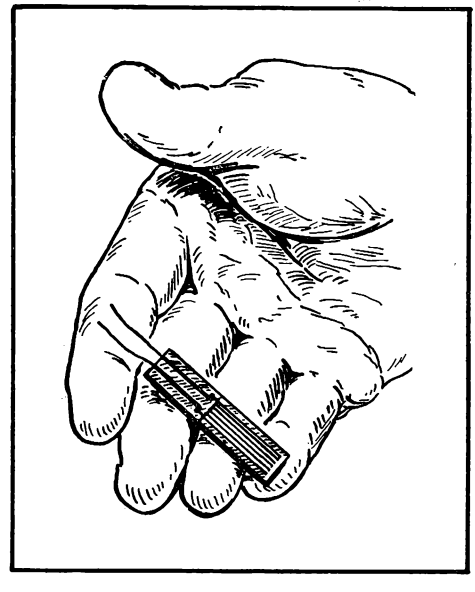


Fig. 22-13. — Elément thermosensible pour mesure des températures superficielles.

figure 22-13, et qui peuvent également être collés sur la pièce. Quand celle-ci subit une déformation (par exemple un étirement dû à l'effort exercé) le fil résistant est étiré en même temps, et cela accroît sa résistance électrique.

Pour la mesure des degrés d'acidité, de la concentration saline ou alcaline d'une solution, on se sert d'électrodes calibrées et soigneusement isolées qui plongent dans le liquide, et on mesure la résistance (ou la conductivité) entre ces électrodes.

Un mouvement peut être mesuré par le déplacement d'une armature de condensateur, d'où résulte une variation de capacité, ou par la variation de la largeur d'un entrefer de circuit magnétique, d'où résulte une variation d'inductance.

Mesure des impédances au pont.

Les mesures d'impédance sont généralement accomplies au moyen de ponts. L'indication d'équilibre est fournie par un instrument de zéro, comme dans le cas de la mesure potentiométrique citée plus haut. L'instrument de zéro est soit un galvanomètre (micro-ampèremètre) soit un montage électronique. Sur le pont que représente la figure 22-14, l'indicateur de zéro (branché

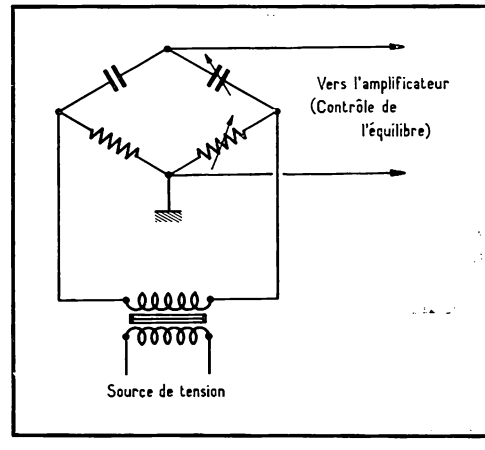


Fig. 22-14. — Pont capacitif pour mesure de résistances.

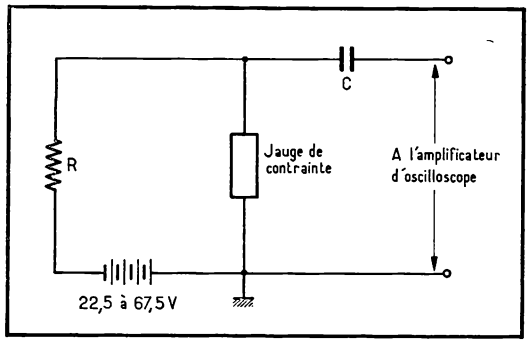


Fig. 22 - 15. — Montage potentiométrique pour la mesure des contraintes dynamiques.

aux bornes en haut et à droite) est supposé précédé d'un amplificateur de tension. Dans ce pont, une variation de résistance est compensée par une variation de capacité dans la branche opposée. Avec une alimentation en alternatif, la phase de la tension résiduelle s'inverse selon que le condensateur variable a une capacité trop grande ou trop petite. Il en résulte que l'équilibre peut être contrôlé en appliquant la tension résiduelle à un amplificateur suivi d'un circuit discriminateur de phase (employé également dans le montage de la figure 22-11).

Mesures avec une jauge de contrainte.

Il a été question plus haut de la mesure des effets d'efforts (*contraintes*) exercés sur des pièces et causant leur déformation. Quand on étudie des vibrations de manière analogue, on peut se servir d'un simple montage en diviseur de tension, comme celui de la figure 22-15. On a vu que la résistance

variait par étirement. Si les variations sont brusques, il en résulte un courant alternatif que l'on peut transmettre à un amplificateur à travers un condensateur et appliquer ensuite à un oscilloscope.

Un appareil à tube cathodique, comme ceux dont il a été question dans le chapitre XVI, est très commode quand il s'agit d'étudier des quantités qui varient rapidement et à une fréquence de récurrence constante. Conjointement à l'emploi de jauges de contraintes piézo-électriques ou à résistance, il permet la mesure des pressions internes des cylindres de moteurs à explosions, et, avec des jauges à déplacement, il sert à l'étude des vibrations. De telles mesures montrent l'extension des usages de l'oscilloscope, qu'on rencontre dans pratiquement tous les laboratoires industriels.

Les outils de commande.

Comme on l'a dit au début de ce chapitre, la commande des machines exige généralement des puissances relativement élevées, ce qui implique souvent l'emploi de tubes thyratrons ou ignitrons. Pour comprendre leur fonctionnement dans un circuit de commande, il est nécessaire de faire une étude élémentaire de leur théorie et de leurs caractéristiques d'emploi. Les amplificateurs magnétiques constituent une autre source de courants puissants, et, bien qu'ils ne soient pas des dispositifs électroniques, leur emploi est tellement répandu qu'il est nécessaire d'examiner brièvement leur théorie.

Beaucoup de systèmes de commande simples sont employés industriellement. Deux exemples en seront donnés. Le système de commande en circuit fermé, ou servomécanisme, est la base de nombreux dispositifs de commande automatique, de sorte qu'un paragraphe doit également lui être affecté.

Tubes à gaz, ou thyratrons.

Nous avons vu, dans le chapitre IV, que si un gaz est introduit dans l'ampoule d'un tube vidé, l'ionisation s'y produit. Une fois le potentiel d'amorçage atteint, l'ionisation permet au courant de s'accroître d'une manière presque indéfinie. Ce phénomène est mis à profit dans les redresseurs à gaz, car la très faible chute de tension entre électrodes réduit fortement les pertes. Quand une grille est intercalée, on obtient un moyen commode de commander le potentiel d'amorçage. Si elle est fortement négative par rapport à la cathode, les électrons émis sont repoussés, et aucun n'acquiert une vélocité suffisante pour causer l'ionisation, de sorte que pratiquement aucun courant ne traverse le tube, quel que soit le potentiel de plaque. La tension de grille étant suffisamment réduite, quelques électrons passent, et sont assez accélérés pour déclencher l'ionisation; dès lors le tube devient hautement conducteur et la différence de potentiel cathode-anode tombe à environ 20 V, tension minimum d'entretien de l'ionisation. Ainsi, le tube se comporte comme un interrupteur ouvert ou fermé, produisant une chute de tension constante de 20 V. La tension de grille permettant l'amorçage dépend quelque peu de la tension anodique (fig. 29-16 *a*). La courbe indique les tensions négatives de grille auxquelles le tube s'amorce pour diverses tensions d'anode. Ce sont les *tensions critiques;* car si la grille est plus négative aucun courant ne circule, et si elle l'est moins, l'ionisation complète se produit. Autrement dit, il y a en ce point une discontinuité de la caractéristique.

L'ionisation amorcée, la grille est sans action sur le courant, car elle est noyée dans le nuage ionisé positif qu'elle attire d'autant plus qu'elle est

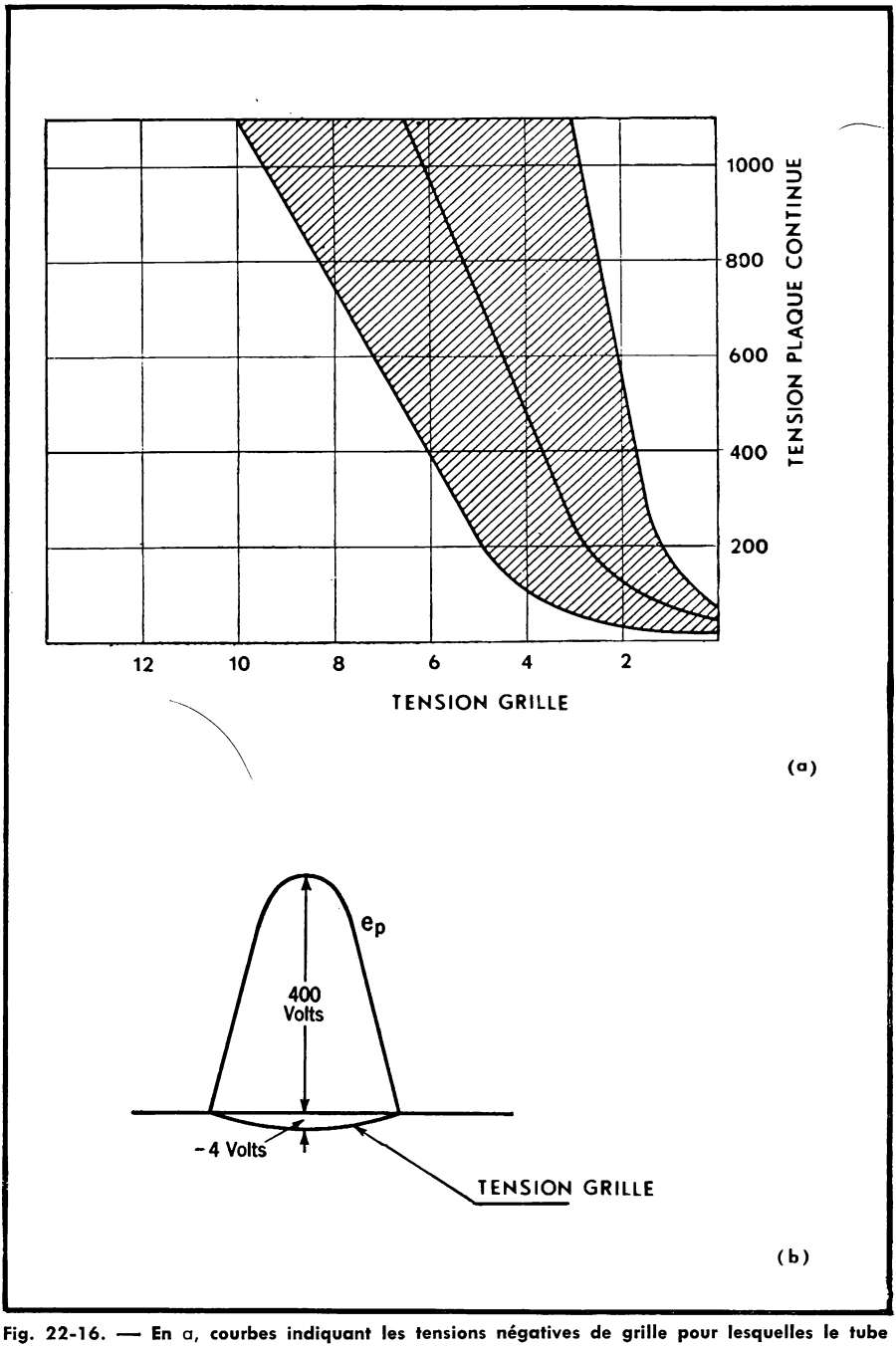


Fig. 22-16. — En a, courbes indiquant les tensions négatives de grille pour lesquelles le tube s'amorce pour diverses tensions critiques. La partie hachurée délimite la gamme des caractéristiques. En b, caractéristiques de la tension de grille critique d'un thyratron avec une tension d'anode alternative.

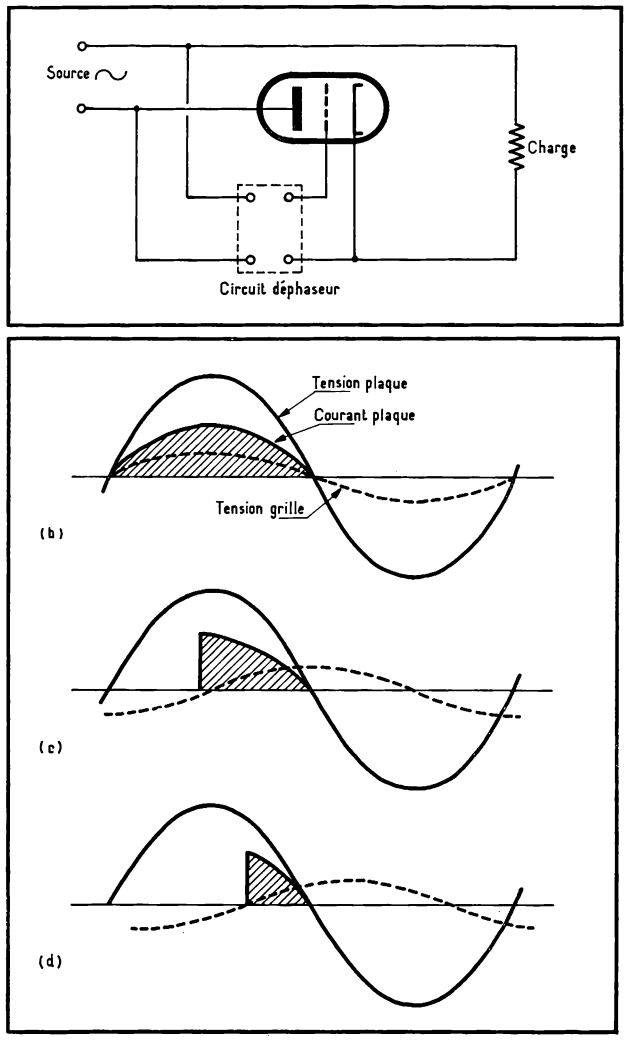


Fig. 22-17. — Commande d'un thyratron par variation de phase de V_g.

plus négative. Pour interrompre le courant — ouvrir l'interrupteur — il faut couper la tension plaque assez longtemps pour que l'ionisation cesse. Du fait que celle-ci résulte de l'association d'un grand nombre d'électrons avec des ions gazeux positifs, le temps nécessaire est de l'ordre du dix millième de seconde. Cette nécessité d'interrompre la tension anodique, pour que la grille récupère sa capacité d'action, conduit à l'emploi fréquent de l'alimentation d'anode en alternatif. A 50 Hz, la grille est active 50 fois par seconde, d'où l'utilité d'un graphique de la tension critique par rapport au temps, avec une alimentation d'anode alternative (fig. 22-16 *b*). On voit nettement la tension de grille nécessaire à l'amorçage à n'importe quel point de l'alternance positive de la tension anodique. Dans un tube de type courant, une polarisation de — 4 V prévient l'amorçage pour + 400 V à l'anode; pour + 500 V, il faut élever la polarisation à — 5 V.

Une triode à gaz constitue donc un relais excellent, car elle fonctionne

à une tension grille prédéterminée de valeur fixe. A l'amorçage, le courant de charge maximum est obtenu instantanément. L'intensité peut être très grande avec une chute interne modérée. La grille peut être commandée par une cellule photo-sensible, un tube à vide, un relais très léger, ou n'importe quel dispositif capable d'abaisser le potentiel de grille en dessous de la tension critique au moment où le thyratron doit fonctionner.

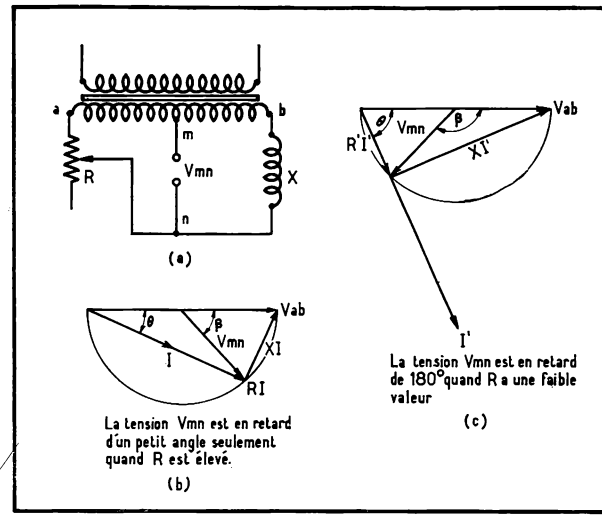


Fig. 22-18. — Circuit de commande de phase.

Etant un conducteur unidirectionnel, le thyratron peut également constituer un redresseur, avec l'avantage qu'il permet de commander l'intensité du courant moyen débité, selon les exigences. On agit généralement à cette fin sur la phase de la tension de grille, de manière que le tube s'amorce pour différentes parties de l'alternance positive d'anode (fig. 22-17). Le mode d'obtention du déphasage n'est pas indiqué, mais son effet sur le courant moyen est donné pour diverses phases de la tension de grille. En *b*, celle-ci est en phase avec la tension d'anode, d'où résulte le courant maximum. Le courant moyen est proportionnel à la surface hachurée, sous la courbe du courant. En *c*, le potentiel de grille est en retard de 90°, de sorte que la tension de grille critique n'est pas atteinte avant que la tension anodique soit presque à sa valeur de crête. On voit que l'aire hachurée représentant le courant est réduite de près de moitié. Avec un retard plus accentué, l'amorçage a lieu encore plus loin, et le courant décroît proportionnellement.

On voit donc qu'il est possible, avec de faibles pertes et un équipement peu coûteux, de faire varier à volonté l'intensité du courant appliqué à un moteur ou toute autre machine, sur une gamme très étendue et moyennant une simple variation de phase de la tension de grille d'un thyratron.

Exemple de circuit déphaseur.

La figure 22-18 représente un type de circuit déphaseur d'usage très courant. Il comporte un transformateur alimenté en phase sur le réseau alternatif (V_{ab}, diagrammes *b* et *c*). La tension de sortie est appliquée à un circuit composé d'une réactance inductive de valeur fixe et d'une résistance variable élevée. Quand la valeur de celle-ci est grande par rapport à la réactance inductive, le courant est faible et déphasé en retard d'un petit angle seulement (diagramme *b*). La tension V_{mn}, mesurée entre la prise

médiane *m* et le point *n*, est en retard d'un angle β double de l'angle de retard θ du courant. Si la résistance est fortement réduite, le courant est beaucoup plus intense, et en retard d'un angle θ′ considérable. La tension V_{mn} garde sa valeur, mais est en retard d'un angle β′ toujours double de θ′. Ainsi, la tension V_{mn} est constante, mais son déphasage varie avec la valeur de la résistance. Cette tension peut être employée à la commande d'un thyratron. On peut obtenir un effet semblable par l'emploi d'un condensateur à la place du bobinage, ou encore une résistance fixe, et une inductance ou un condensateur variables.

Tube ignitron.

L'ignitron est un tube à trois éléments offrant des caractéristiques analogues à celles du thyratron; mais il est conçu pour des courants pouvant atteindre plusieurs milliers d'ampères. La figure 22-19 montre sa construction. La cathode est une cuvette de mercure située en bas. L'anode est généralement un cylindre de graphite, supporté au sommet par un isolateur. Les conducteurs d'entrée et de sortie, très gros, sont représentés par les barres noires. L'allumeur est un crayon de carbure de silicium (carborundum) dont la pointe plonge dans le mercure.

Pour provoquer la conduction, on applique une impulsion entre l'allumeur et le mercure. Il en résulte la formation de petits arcs à l'endroit du contact, d'où la production d'électrons qui amorcent le processus d'émission et d'ionisation. L'impulsion est généralement fournie par un thyratron, car il est nécessaire d'amorcer le tube à chaque période du courant alternatif. Selon les fonctions, on emploie diverses méthodes de temporisation des impulsions.

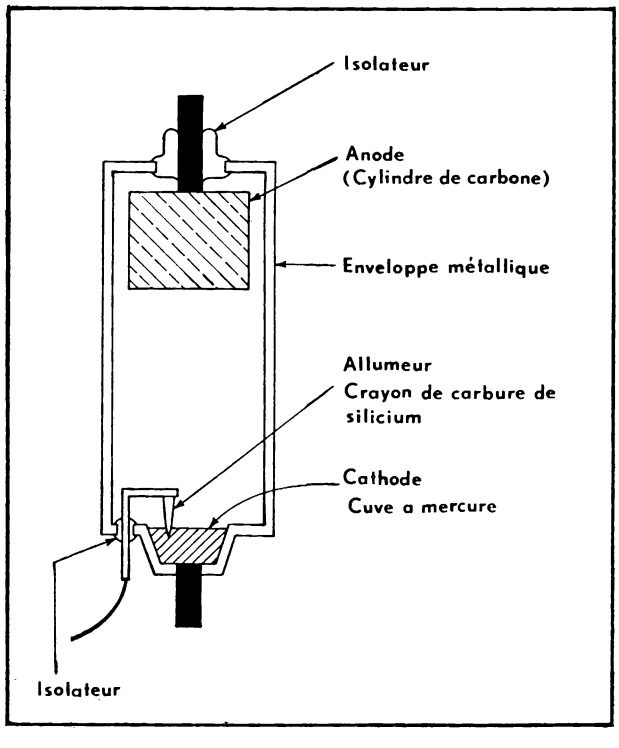


Fig. 22-19. — Coupe d'un ignitron.

L'ignitron a deux usages principaux dans l'industrie. Le premier est la commande précise du courant dans la soudure électrique en points ou en lignes. Le second est le redressement du courant alternatif. Comme il ne comporte aucune pièce mobile, il remplace avantageusement les convertisseurs, dont l'entretien mécanique est coûteux. En outre, il ne demande pas de fondations spéciales et réduit les risques d'incendie.

Amplificateur magnétique.

L'amplificateur magnétique permet, sans tubes électroniques, des effets analogues à ceux des thyratrons, quant à la production de courants à des moments déterminés. Il est constitué de deux ou plusieurs inductances d'arrêt

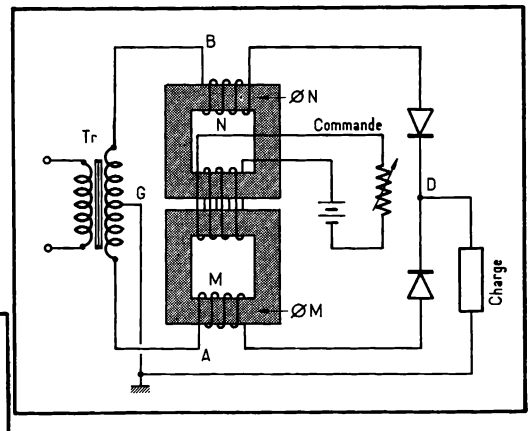


Fig. 22 - 20. — Amplificateur magnétique simple.

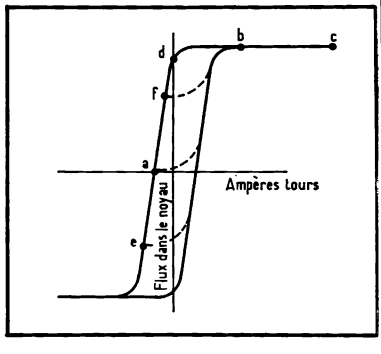


Fig. 22-21. — Courbe d'hystérésis du noyau d'un amplificateur magnétique (pour les courbes d'hystérésis, voir au chapitre II).

bobinées sur des noyaux séparés, avec des redresseurs en série, de sorte que le courant ne peut circuler que dans une direction. Les noyaux magnétiques sont d'un acier spécial qui a une haute perméabilité, mais une saturation brusque, comme le montre la courbe (un peu idéalisée) de la figure 22-23. L'ensemble est représenté schématiquement figure 22-22.

Sur cette figure, on voit un transformateur d'alimentation T_r, les deux bobinages d'arrêt M et N, un enroulement de commande commun, les deux redresseurs et la charge. La boucle d'hystérésis (voir chapitre II) ayant approximativement la forme indiquée, une valeur de flux maximum et fixe ne peut être dépassée quand la saturation est supposée complète.

Supposons qu'un courant suffisant circule dans l'enroulement de commande pour amener le flux à zéro (point *a*, fig. 22-21). Sur la figure 22-22 sont représentées en fonction du temps les variations de tension, de courant et de flux du bobinage M. L'analyse part du point t_1 où e_{AG} croît à partir de zéro. Cette tension produit un courant de A à D, le retour s'effectuant à travers la charge. Ce courant produit une force magnétique (ampères-tour)

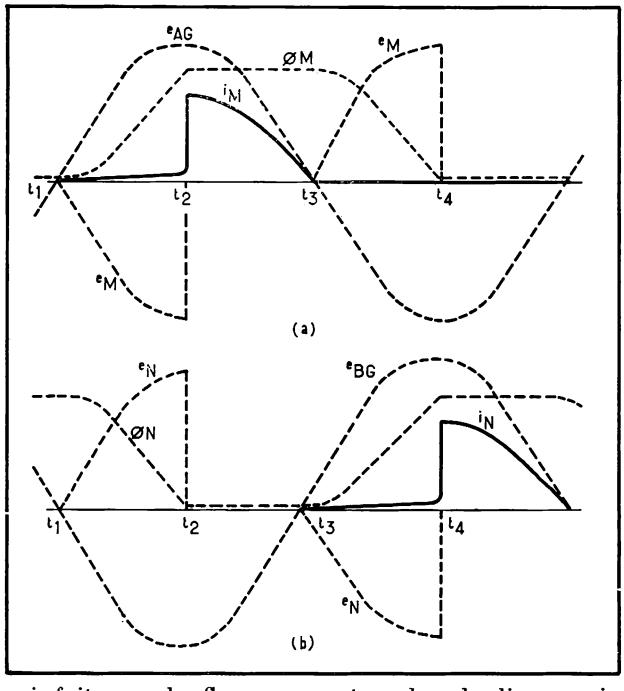


Fig. 22-22. — Variations de la tension, du flux et du courant, par rapport au temps dans un amplificateur magnétique (courant de charge 50 %).

qui fait que le flux augmente selon la ligne pointillée de *a* jusqu'en *b* (fig. 22-21). A son tour, cette augmentation de flux produit une tension en opposition dans la bobine M, qui limite le courant à une valeur très faible.

Le flux varie selon une loi sinusoïdale, en trait interrompu sur la figure 22-22. Si le dispositif est correctement conçu, la valeur limite du flux dans le noyau est atteinte au point t_2, correspondant à la valeur de crête de la tension. Comme une augmentation du flux est désormais impossible, la tension en opposition du bobinage tombe, et la pleine tension d'alimentation est appliquée à la charge à travers le redresseur. Le courant monte brusquement à sa valeur maximum, donnant le nombre d'ampères-tour indiqué en *c*, figure 22-21. Ensuite le courant décroît jusqu'à zéro avec la tension, et la force magnétique tombe également à zéro. Le flux ne suit pas, il demeure à la valeur *d* (fig. 22-21). Quand la tension s'inverse, le redresseur empêche le courant de circuler. Reste à voir comment le flux revient à la valeur *a* (zéro), ce qui va être expliqué en examinant le cycle suivant, propre à la branche N.

La variation de tension de la bobine N en fonction du temps est tracée sur le graphique figure 22-22 *b*, à la même échelle. Au moment t_3 la tension e_{BG} commence juste à devenir positive, et ce qui s'est passé précédemment dans la bobine M se produit maintenant dans la bobine N. Le courant de charge est donc une série d'impulsions successives se produisant à chaque alternance.

Il faut maintenant s'occuper de l'action de l'enroulement de commande, normalement composé d'un grand nombre de tours de fil fin. La loi de variation du flux dans le noyau N immédiatement après t_2 est de nature à produire une tension élevée et un courant secondaire. Mais un petit courant dans l'enroulement de commande produit un grand nombre d'ampères-tour, ce qui produit la force magnétique nécessaire à faire revenir à zéro le flux dans le noyau M. Si cette réduction de flux neutralise tout juste l'augmentation

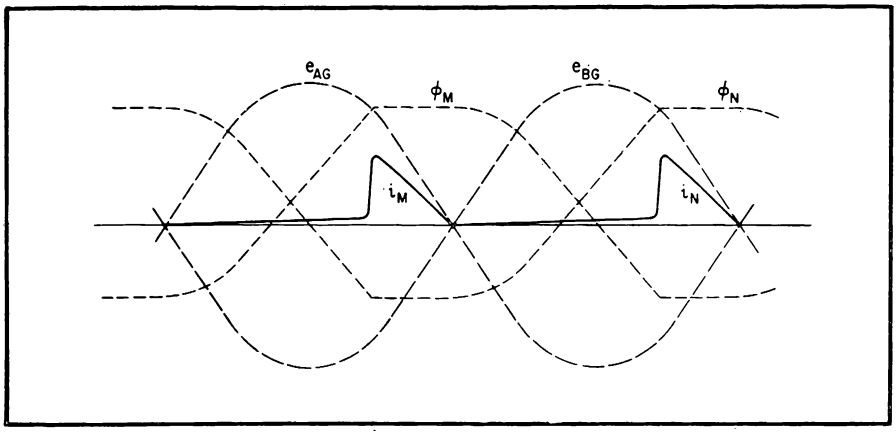


Fig. 22-23. — Variations de phase par rapport au temps dans un amplificateur magnétique avec faible courant de charge.

de flux dans le noyau N, aucune tension n'est induite dans l'enroulement de commande — et c'est en fait ce qui se produit. La tension en opposition produite par cette variation de flux dans la bobine M neutralise la tension négative e_{AG}, de sorte qu'il n'y a qu'une très petite tension aux bornes du redresseur jusqu'au moment t_4, où cesse le changement de flux dans le noyau M. La réduction du flux dans le noyau N se produit au moment où le flux dans le noyau M commence à croître de nouveau.

Si on augmente le courant de commande, le flux dans le noyau est inversé, de sorte qu'il passe par exemple au point *e* (fig. 22-21). L'augmentation suit alors la courbe *e b*, et la variation totale, bien plus considérable, permet au bobinage M de bloquer le courant beaucoup plus longtemps, comme le montre la figure 22-23, où évidemment le courant de charge est fort réduit. Et si, inversement, on réduit le courant de commande jusqu'à ce que le flux progresse à partir du point *f*, l'accroissement de celui-ci ne peut être que minime : de la sorte, l'inductance ne bloque le courant que pendant un temps très bref par rapport à la durée de l'alternance. De cette manière, le courant de charge est très intense (fig. 22-24).

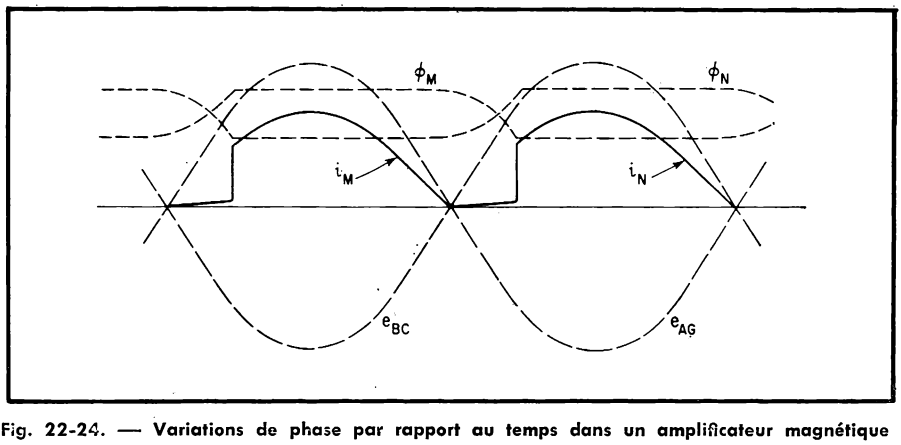


Fig. 22-24. — Variations de phase par rapport au temps dans un amplificateur magnétique avec forte charge.

Ainsi peut être commandé à volonté le courant qui traverse la charge. La commande s'effectue avec un courant faible, et il en résulte un courant puissant proportionnel à la variation du courant de commande, de sorte que le dispositif remplit la fonction d'amplificateur de puissance. Ce type d'amplificateur n'est pas employé aux fréquences acoustiques, mais il procure de très bons résultats dans les techniques industrielles.

Emploi de cellules photosensibles.

D'une manière générale, on peut assimiler une cellule photo-sensible à une résistance variant en fonction de l'intensité de la lumière qu'elle reçoit. Elle peut donc servir à effectuer des mesures ou à actionner des relais, généralement après amplification du signal qu'elle fournit. Les hautes températures étant généralement accompagnées d'émission lumineuse proportionnelle, une cellule photo-sensible peut servir à évaluer la température, par exemple d'après la luminosité de la flamme d'un convertisseur Bessemer.

Mais une cellule photo-sensible se prête à bien d'autres applications : ouverture automatique d'une porte, déclenchée par l'interception d'un rayon lumineux; comptage d'automobiles à l'entrée d'un tunnel, voire triage de haricots d'après leur couleur, les blancs, par exemple, étant séparés des noirs.

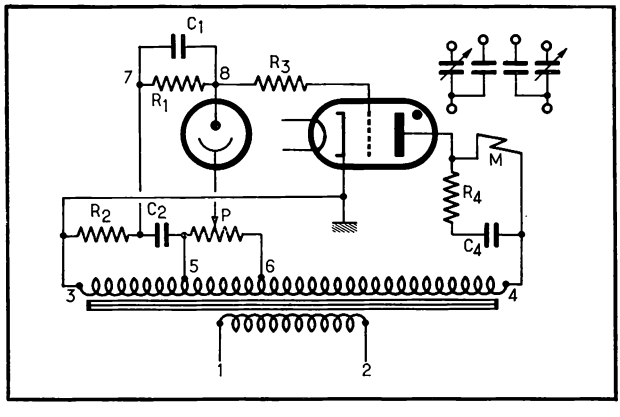


Fig. 22 - 25. — Schéma d'un relais photo - électrique.

Un montage type de relais commandé par cellule est représenté figure 22-25. L'alimentation est faite sur le réseau alternatif (primaire 1-2 du transformateur). La cellule commande un thyratron, qui, à son tour, actionne un relais magnétique. La figure 22-26 indique les tensions aux points principaux du montage. Le point 3, étant au potentiel de masse, c'est par rapport à lui que les diverses valeurs sont évaluées. La tension d'anode est fournie par la totalité du secondaire (3-4). Entre 3 et 5 est un réseau de déphasage $R_2 C_2$, la tension déphasée résultante étant donnée par la courbe E_7 et le diagramme vectoriel en haut et à droite. On voit que le courant I_2 est en avance sur la tension 3-5. Cette tension est positive au moment où la tension anodique vient de s'inverser et commance à croître vers sa valeur de crête positive. Il en résulte que le thyratron se déclenche quand commence l'alternance positive, et ainsi peut fournir au relais son intensité maximum. On a supposé que la grille du thyratron était au potentiel du point 7. C'est le cas lorsque la cellule ne reçoit pas de lumière. Elle n'est alors pas conductrice, le thyratron fonctionne, et actionne le relais.

Quand une lumière atteint la cellule, sa cathode émet des électrons et elle devient conductrice. L'intensité qui la traverse dépend de l'intensité de la lumière. Autrement dit, elle diminue de résistance quand la lumière aug-

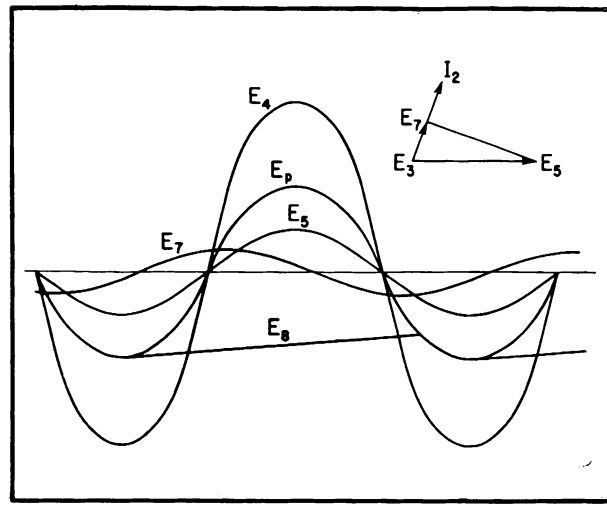


Fig. 22 - 26. — Tensions dans le relais photo-électrique de la figure 22-25.

mente. Néanmoins, le courant ne la traverse que quand son anode (point 8) est positive par rapport à sa cathode, reliée au curseur du potentiomètre. Le condensateur C_1 tend à maintenir le point 8 au potentiel obtenu quand le curseur du potentiomètre est au point 5, car R_1 et R_3 ont toutes deux des valeurs élevées. Sa charge s'écoule lentement (courbe E_8) en supposant une chute négligeable dans la cellule, c'est-à-dire un éclairage intense. La tension négative appliquée dans ce cas à la grille du thyratron l'empêche de se déclencher et le relais n'est pas actionné.

Si la lumière diminue, le potentiel au point 8 est moins élevé, du fait que le courant n'est pas suffisant pour charger le condensateur C_1. Il en résulte que selon l'intensité lumineuse, la tension de grille se situe quelque part entre les courbes E_7 et E_8. Pour une intensité lumineuse suffisamment faible, le thyratron s'amorce et actionne le relais, en raison de la charge insuffisante de C_1. Mais, parmi les divers facteurs, l'intensité du courant dans la cellule dépend de la tension qui lui est appliquée par le potentiomètre. Par conséquent, au moyen de celui-ci, il est possible de choisir l'intensité lumineuse pour laquelle le relais sera actionné. On a représenté deux jeux de contacts constituant deux inverseurs, dont l'un fonctionne quand le courant passe, et l'autre quand le relais est au repos. Les éléments R_4 C_4 aux bornes du bobinage M du relais sont destinés à l'empêcher de vibrer, comme on l'a expliqué plus haut.

Commande électronique des moteurs.

Cette application a pris une importance croissante dans l'industrie. Il s'agit généralement de moteurs à courant continu, le courant en question est redressé, à partir du réseau alternatif, par des thyratrons commandés électroniquement. La figure 22-27 donne un schéma simplifié d'installation de commande. A droite, on voit l'excitation du moteur (armature fixe) alimentée par un redresseur équipé de diodes à gaz. (Il est fréquent que cette section

soit également commandée électroniquement.) Au centre, on a représenté l'alimentation du rotor, au moyen de thyratrons fournissant un plus gros débit. Les grilles des thyratrons sont commandées par variation de phase, comme on l'a vu précédemment, de manière à faire varier la tension d'amorçage, et partant le courant moyen. Le circuit de commande est représenté à gauche. Le réseau de déphasage comprend une inductance saturable. L'enroulement de saturation est alimenté en courant continu par un redresseur. On a supposé, pour simplifier, que la variation de ce courant était commandée manuellement, mais normalement, cette commande est électronique. Elle permet d'agir sur le couple moteur, la vitesse de rotation, ou une combinaison de ces facteurs selon un plan préétabli.

Servomécanismes.

On vient de dire que la commande des moteurs, dans la plupart des cas, était électronique. Elle peut servir soit à maintenir constante la vitesse de rotation, soit, au contraire, à la faire varier selon un programme de travail. Le principe d'une commande automatique consiste à comparer constamment le fonctionnement du moteur à la norme établie, à mesurer leur écart, et faire en sorte que celui-ci serve de signal de commande au dispositif de correction. C'est là un système « en boucle fermée ». Il comporte généralement une amplification de puissance, et l'un des exemples les plus simples d'une telle amplification est la commande d'un lourd gouvernail de navire par une roue légère actionnée sans effort par le timonier.

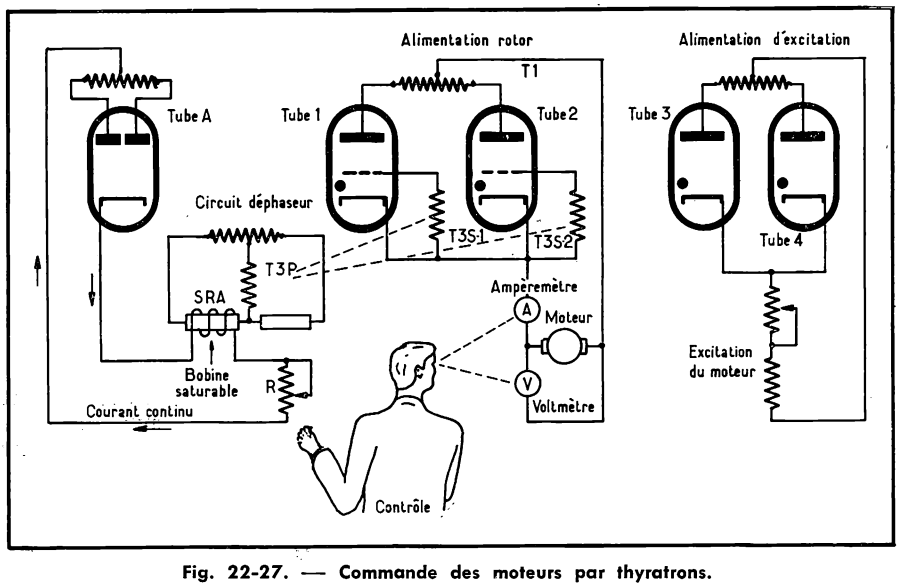


Fig. 22-27. — Commande des moteurs par thyratrons.

Un schéma-blocs d'un mécanisme asservi est donné par la figure 22-28. La première chose à déterminer est évidemment la norme, ou l'étalon auquel le fonctionnement de l'organe commandé doit être comparé. Dans le cas du pilotage du navire, c'est la position de la roue, à laquelle on compare celle du gouvernail. Il existe toujours forcément un décalage plus ou moins accentué

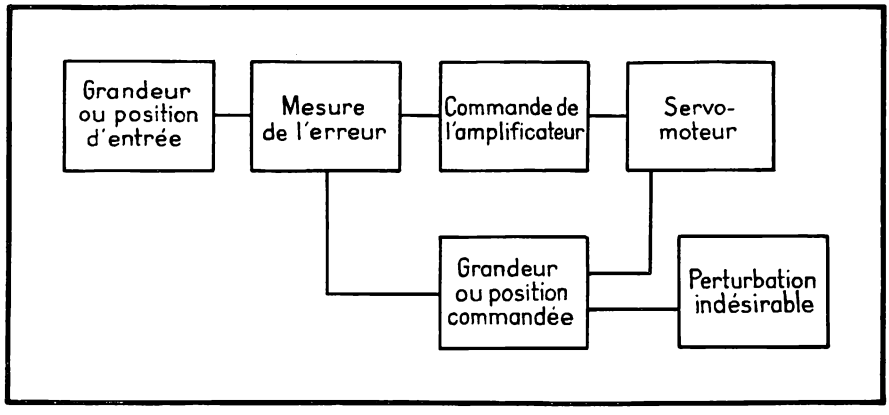


Fig. 22-28. — Bloc diagramme des éléments des servomécanismes.

entre les deux. Ce décalage constitue l'erreur mesurée, en fonction de laquelle agit l'organe correcteur. L'évaluation consiste souvent non pas dans la mesure absolue de cette erreur, mais dans la détermination de sa tendance à s'accroître ou à diminuer. Le signal résultant de l'amplification actionne le servo-moteur, qui modifie la position ou plus généralement les caractéristiques de fonctionnement instantanées de l'organe commandé, afin de le ramener aussi près que possible de la norme.

La théorie de la stabilité d'un tel système ne peut être abordée ici. Beaucoup de mécanismes asservis font usage des circuits électroniques qui ont été précédemment décrits. Dans beaucoup de cas, leurs constantes de temps sont augmentées de manière à pouvoir agir sur des organes mécaniques dont l'inertie est considérable.

On a déjà étudié dans ce chapitre un dispositif de mécanisme asservi : c'est le millivoltmètre qui commande un enregistreur de température. L'organe actionné par le moteur pourrait aussi bien être, par exemple, un rhéostat modifiant la vitesse de rotation d'un ventilateur en fonction de la température mesurée.

La plupart des servo-mécanismes peuvent être divisés en éléments correspondant à ceux de la figure 22-28. Cela aide souvent à analyser leur fonctionnement et à localiser leurs défauts éventuels.

Appareils de recherche électroniques.

Divers appareils intégralement basés sur l'électronique sont aussi d'un grand usage dans l'industrie. Tels sont le *spectromètre de masse* et le *microscope électronique.* Le premier mesure la masse des ions par la déflexion d'un faisceau ionique dans un champ magnétique. Le schéma simplifié de cet appareil est donné par la figure 22-29. L'échantillon à étudier, à l'état gazeux et sous très faible pression, est introduit (en haut et à gauche) dans le tube à vide qui est l'élément capital du système. Ce gaz est ionisé par les électrons circulant entre la cathode et l'électrode (2) à laquelle est appliquée une tension positive. Les ions positifs obtenus sont accélérés vers le bas par la différence de potentiel qui règne entre les électrodes (3) et (4). La plupart se fixent sur l'électrode (4), qui est négative, en y reprenant l'électron qui leur manque. Quelques-uns, néanmoins, traversent les orifices et sont accélérés

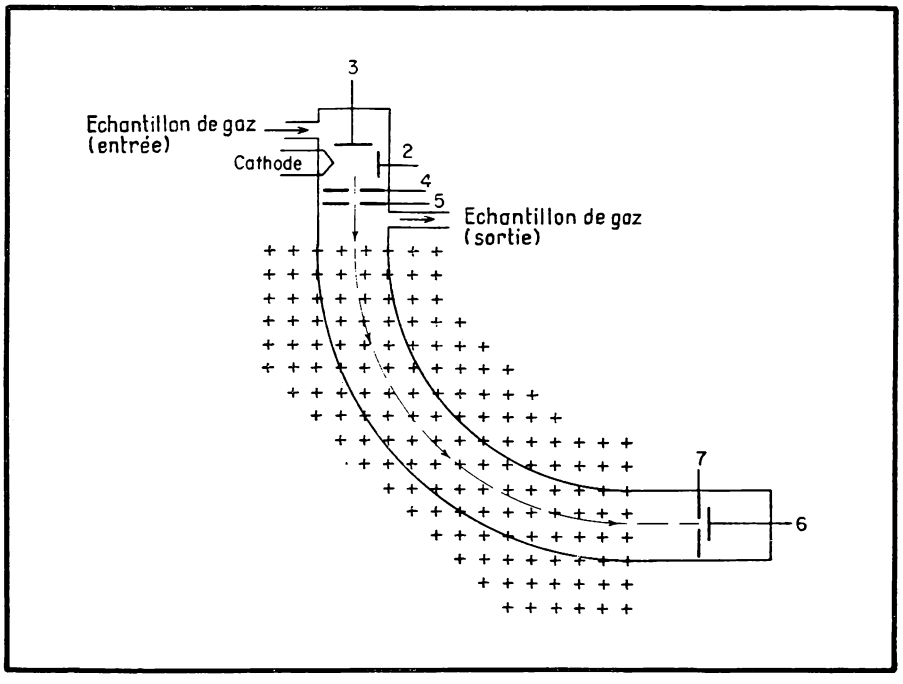


Fig. 22-29. — Spectromètre de masse.

par l'électrode (5). Ils sont ainsi projetés dans la partie incurvée du tube. Celle-ci est placée dans un champ magnétique uniforme que schématisent les petites croix du dessin. Il en résulte qu'ils embrassent une trajectoire circulaire, dont le rayon dépend de la masse d'un ion. Seuls les ions ayant la masse convenable passent à travers l'ouverture de l'électrode (7), et atteignent la plaque collectrice (6).

Par un ajustage minutieux des potentiels d'accélération et du champ magnétique, on arrive à opérer une sélection des ions, et les quantités relatives d'ions des diverses masses contenus dans l'échantillon de gaz peuvent être déterminées par l'intensité du courant de l'électrode collectrice.

L'appareil complet comporte nombre de perfectionnements autour de ce dispositif essentiel. Il est fréquemment employé dans les laboratoires industriels, et permet notamment d'effectuer des analyses chimiques rapides dans les industries du pétrole, du caoutchouc synthétique, et autres similaires.

Le microscope électronique est un autre appareil important. La figure 22-30 montre qu'un mince faisceau d'électrons concentré au moyen de « lentilles » magnétiques y remplit le rôle du faisceau lumineux dans un microscope optique. Il permet une définition plus élevée, et par conséquent de plus forts grossissements, permettant l'examen d'objets beaucoup plus petits. Au moyen de cet appareil, on a pu notamment obtenir des images de quelques-unes des molécules les plus complexes du caoutchouc synthétique.

Nous dirons enfin quelques mots des appareils à *diffraction électronique*. La figure 22-31 montre schématiquement la disposition d'électrodes dont ils

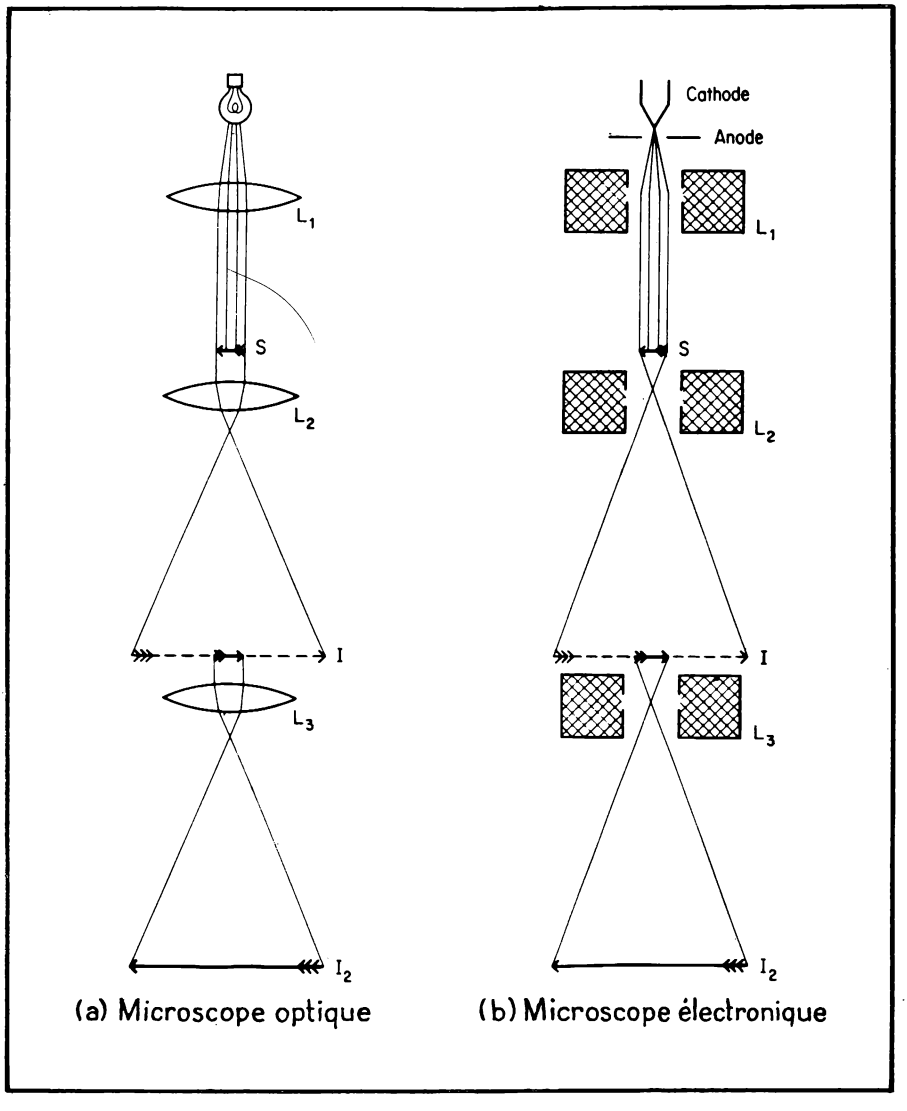


Fig. 22-30. — Comparaison entre optiques. En électronique, des bobinages jouent le rôle de lentilles.

font usage. Un mince faisceau d'électrons est concentré sur un spécimen d'épaisseur très réduite. La plupart des corps ayant une structure cristalline, celle-ci cause une diffraction du faisceau, dont il résulte, sur un écran fluorescent ou une plaque photographique, une série de cercles concentriques. La composition chimique des corps examinés peut en être déduite, moyennant la connaissance de la vélocité des électrons du faisceau.

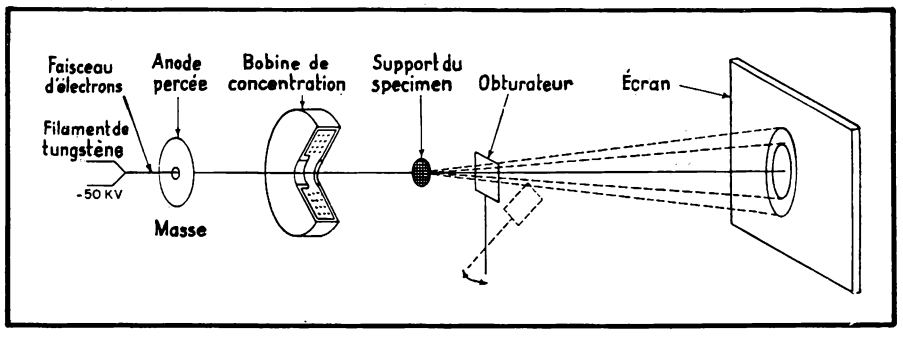


Fig. 22-31. — Appareil à diffraction.

Des dépôts sur une surface peuvent être étudiés par réflexion du faisceau, et donnent lieu à des images particulières. Un instrument de ce genre est très employé dans les industries chimiques, les huileries et les aciéries. De même que le spectromètre de masse et le microscope électronique, il facilite les recherches et a permis la mise au point de nouveaux procédés industriels. L'emploi de ces appareils demande évidemment un personnel qualifié dirigé par des technologues spécialisés.

TABLE DES MATIÈRES

Chapitre 1. — Les mathématiques.

— De leur utilité 7
— Les quatre opérations fondamentales 8
— Fractions 10
— Précision et erreurs 12
— Notation scientifique des nombres. Exposants 13
— Numération binaire 15
— Symboles algébriques 20
— Quelques règles d'algèbre 21
— Résolution des équations 27
— Equations du second degré 29
— Trigonométrie 31
— Addition vectorielle 36
— Logarithmes 38
— Graphiques et courbes 48
— Taux de variation 48
— Intégrales 51
— L'exponentielle e^t 52
— Sinus, cosinus et leurs dérivés .. 54

Chapitre 2. — Circuits à courant continu.

— Grandeurs électriques 58
— Loi d'Ohm 59
— Montage en série 61
— Montage en parallèle 62
— Montage série-parallèle 64
— Détermination de la résistance .. 67
— Les lois de Kirchhoff 68
— Méthode de superposition 68
— Puissance et énergie 70
— Symboles et abréviations 72
— Piles et batteries de piles 73
— Electromagnétisme 77
— Le fer, conducteur de magnétisme 78
— Dynamos à courant continu 81
— Moteurs à courant continu 82
— Convertisseurs 83
— Appareils de mesure 83
— Quelques aspects de la pratique des circuits 86
— Remarque sur l'emploi du voltmètre 87

Chapitre 3. — Circuits à courants alternatifs.

— Courants alternatifs 89
— Représentation graphique des ondes sinusoïdales 89
— Addition des courants alternatifs 91
— Circuits à courant alternatif avec résistance pure 91
— Valeurs moyenne, efficace et de crête des courants alternatifs .. 92
— Vitesse de variation d'un courant sinusoïdal 94
— Ondes sinusoïdales dans la nature 94
— Inductance 95
— Loi de Lenz 96
— Valeur de la force électromotrice induite 96
— Energie emmagasinée dans un champ magnétique 98
— Réactance inductive 99
— Représentation vectorielle des fonctions sinusoïdales 100
— Puissance dans une bobine d'inductance 101
— Propriétés de la réactance 102
— Effet de la fréquence sur la réactance inductive 102
— Résistance et inductance en série 103
— Impédance et angle de phase .. 104
— Impédance d'un circuit comportant plusieurs éléments 106
— Résistances et inductances en parallèle 107
— Puissance et facteur de puissance 110
— Condensateur électrique 110
— Constante diélectrique 111
— Capacité d'un condensateur et matériaux constituants 112
— Groupement des condensateurs 112
— Réponse d'un circuit capacitif .. 113
— Relation entre la tension et le courant dans un condensateur.. 115
— Réactance capacitive 116
— Résistance et capacité en série 116
— Résistance, inductance et capacité en série 117
— Résistance, inductance et capacité en parallèle 118
— Notions générales sur la résonance 120
— Circuits résonnants série 121
— Définition de Q. 122
— Effet de l'impédance de la source 123
— Résonance parallèle 123
— Adaptation des impédances .. 124
— Ondemètres 125
— Inductance mutuelle 125
— Effet du secondaire 126
— Emploi et caractéristiques des transformateurs 126
— Coefficient de couplage 128
— Couplage et sélectivité 129
— Appareils de mesure pour courant alternatif 130
— Mesure des inductances et capacités 133
— Procédés basés sur la résonance 134
— Sources de courant alternatif .. 134
— Reproduction de la parole et de la musique 134
— Circuits parcourus simultanément par des courants continus et par des courants alternatifs 135

Chapitre 4. — Principes des tubes et des transistors.

— Introduction 136
— Emission thermo-ionique 136
— Construction des cathodes 137
— Diodes 138
— Tubes à gaz 140
— Limites des conditions de fonctionnement 141
— Triodes 142
— Caractéristiques des triodes .. 142
— Paramètres des tubes 143
— Composantes des courants et des tensions 144
— Caractéristique dynamique (droite de charge) 145
— Circuit équivalent d'un tube à vide 147
— Tétrodes 148
— Caractéristiques plaque d'une tétrode 148
— Pentodes 150
— Pentodes à pente variable 152
— Tubes à faisceaux dirigés 153
— Tubes à fonctions multiples ... 153
— Tubes cathodiques 154
— Iconoscope 156
— Orthicon 157
— Klystron 158
— Magnétron 158
— Semiconducteurs 159
— Diodes à semiconducteurs 162
— Transistor 164

Chapitre 5. — Redresseurs d'alimentation.

— Redresseur à une alternance, ou demi-onde 166
— Redresseur à deux alternances 167
— Montage doubleur de tension .. 168
— Quadrupleurs et multiplicateurs de tension 168
— Redresseur en pont 170
— Filtres 170
— Tubes redresseurs 172
— Tubes stabilisateurs au néon .. 173
— Alimentations stabilisées par tubes à vide 173

Chapitre 6. — Electro-acoustique.

— Nature du son 175
— Distorsion 175
— Microphones 177
— Reproducteurs phonographiques 179
— Enregistrement sur ruban 180
— Reproduction du son 181
— Circuits téléphoniques 183
— Lignes téléphoniques 184

Chapitre 7. — Amplificateurs B. F.

— Généralités sur les amplificateurs 188
— Classification des amplificateurs 189
— Amplificateurs à liaison par résistances 189
— Courbe de réponse d'un amplificateur à liaison R-C 192
— Gain d'un amplificateur B. F. .. 193
— Amplificateur à pentode 194
— Amplificateur à B. F. à plusieurs étages 195
— Ronflement et souffle 197
— Gain global et courbe de réponse 198
— Distorsion non-linéaire dans les amplificateurs B. F. 198
— Caractéristique dynamique du circuit d'un tube 200
— Choix du point de fonctionnement 202
— Précautions pour éviter la distorsion non-linéaire 202
— Amplificateur à liaison par transformateur 202
— Montage en push-pull 205
— Amplificateurs de puissance .. 206
— Contre-réaction 208
— Montage cathodyne (cathode follower) 210
— Montage grille à la masse 213
— Montages inverseurs de phase . 215
— Amplificateurs vidéo 216
— Correction des amplificateurs vidéo 218
— Amplificateurs à courant continu 220
— Amplificateurs de grande puissance pour sonorisation 222
— Amplificateurs B. F. à transistors 229
— Courbes de caractéristiques 234
— Montage à émetteur commun .. 236
— Montage à collecteur commun . 238
— Dispositifs de polarisation pour les transistors 239
— Amplificateurs à plusieurs étages 240
— Amplificateurs à plusieurs étages à liaison R-C 242
— Amplificateurs à couplage par transformateurs 243
— Push-pull et montage à symétrie complémentaire 244

Chapitre 8. — Générateurs d'impulsions et circuits de commutation.

— Circuits simples pour la formation d'impulsions 247
— Restitution de composante continue. Diode de niveau 250
— Ecrêtage 252
— Tension de balayage des oscillographes 252
— Synchronisation du balayage .. 254
— Autres circuits de balayage 255
— Oscillateur bloqué 257
— Bascule d'Eccles-Jordan 258
— Echelles 260
— Multivibrateurs 261
— Synchronisation du multivibrateur 263
— Montages à transistors 264

Chapitre 9. — Ondes électromagnétiques.

— Généralités 265
— Ondes transversales et longidudinales 267
— Phase des ondes 268
— Ondes réfléchies et ondes stationnaires 270
— Ondes électromagnétiques sur des fils 271
— Ondes sonores et ondes électromagnétiques 271
— Ondes stationnaires 274
— Impédance caractéristique Z_o .. 274
— Relations de phases de la tension et du courant 275
— Taux d'ondes stationnaires 276
— Lignes coaxiales 277
— Guides d'ondes 279
— Les ondes dans l'espace à trois dimensions 282
— Dimensions d'une antenne 283
— Résistance de rayonnement 284
— Mécanisme du rayonnement .. 285
— Orientation des champs électrique et magnétique 286
— Antenne de réception 287

Chapitre 10. — Transmission et réception de signaux par radio.

— Les ondes électromagnétiques comme moyen de transport de messages 288
— Modulation 288
— Modulation d'amplitude 288
— Modulation de fréquence 289
— Modulation de phase 290
— Modulation d'impulsions 290
— Eléments d'une liaison radioélectrique 291
— Applications diverses 292
— Types d'émissions 293
— Bandes latérales 295
— Bande latérale unique ou partiellement supprimée 296
— Suppression de la porteuse 296
— Canaux 298
— Considérations pratiques sur la largeur d'un canal 298
— Spectre des fréquences radioélectriques 299
— Répartition du spectre des fréquences radio-électriques 300
— Réglementation 300
— Emetteurs de radio 301
— Récepteurs simples 302
— Superhétérodyne 302
— Sélectivité des récepteurs 304

Chapitre 11. — Détecteurs pour A. M. — Amplificateurs H. F. — Modulateurs.

— Détection 305
— Exigences concernant les redresseurs 306
— Diodes à cristal 306
— Détecteur à diode 308
— Détection par triode 309
— Détection d'une onde entretenue pure par hétérodyne 312
— Amplificateurs de haute fréquence 314
— Différences entre amplificateurs H. F. et B. F. 315
— Adaptation d'impédance dans les couplages par circuits résonnants 316
— Suppression des harmoniques .. 317
— Amplificateurs H. F. 319
— Circuits d'entrée 319
— Circuits de sortie. Montage à tube unique 320
— Sources de polarisation de grille 321
— Classes d'amplification 322
— Remarques pratiques 323
— Amplificateurs H. F. en classe A. 324
— Distorsion d'amplitude dans un amplificateur H. F. 325
— Fonctionnement incorrect 327
— Limites de dissipation dans les tubes de puissance 328
— Neutralisation (neutrodynage) .. 328
— Pentode H. F. en classe A. 330
— Blindage 330
— Tétrodes 331
— Filtrage des courants d'alimentation 332
— Assemblage de tubes 333
— Tubes de puissance en parallèle 333
— Montage symétrique (push-pull) 334
— Modulation à niveau élevé ou à bas niveau 336
— Amplificateurs H. F. en classe B. 337
— Modulateurs classe B. 338
— Amplificateurs H. F. classe C. .. 340
— Modulateurs symétriques 344
— Amplificateurs H. F. à pentodes en classes B et C 344
— Amplificateurs à large bande pour télévision 345
— Amplificateur à haut rendement Doherty 346
— Système de modulation Chiriex à haut rendement 348
— Problèmes imposés par l'amplification des fréquences élevées 350
— Amplificateur grille à la masse . 352
— Amplificateur à couplage cathodique 353
— Amplificateurs modulés par la grille 355
— Modulation plaque des tubes à grille-écran 356
— Oscillations parasites 356

Chapitre 12. — Emetteurs A. M.

— Rapport entre les fonctions et le schéma 359
— Amplification basse fréquence .. 359
— Impédance d'entrée 360
— Réponse en basse fréquence .. 360
— Distorsion en basse fréquence . 360
— Bruits parasites 361
— Système de modulation 361
— Fréquence porteuse 361
— Stabilité de la fréquence porteuse 361
— Type du circuit de sortie 362
— Impédance de sortie 362
— Variations du niveau de la porteuse 362
— Puissance d'émission 363
— Température ambiante maximum 363
— Alimentation 363
— Puissance consommée 363
— Autres spécifications 364
— Oscillateurs pilotés par quartz . 364
— Oscillateurs simples équipés de tubes à vide 365
— Cristaux de quartz 366
— Effet piézo-électrique 366
— Etage tampon 369
— Etage d'attaque 370
— Etages de puissance H. F. modulés en amplitude 372
— Neutrodynage des amplificateurs H. F. 375
— Régulation des alimentations .. 376
— Contre-réaction dans les émetteurs 377
— Schéma d'un émetteur de 10 kW 377
— Premier étage B. F. 377
— Deuxième étage B. F. 378
— Troisième étage B. F. 378
— Dispositifs d'alimentation 380
— Fermetures de sécurité 382
— Blindage 382
— Emetteurs télégraphiques 383
— Procédés de manipulation 384
— Multiplicateurs de fréquence .. 384
— Puissances des émetteurs 385
— Emission à bande latérale unique et suppression de la porteuse.. 386
— Lignes de transmission H. F. .. 388
— Lignes coaxiales 389

Chapitre 13. — Récepteurs A. M.

— Sensibilité 390
— Bruits parasites 390
— Parasites proprement dits 391
— Bruit thermique 391
— Bruit causé par les lampes .. 392
— Coefficient de souffle du récepteur 392
— Mesure du coefficient de souffle 393
— Ronflement 394
— Commande automatique de la sensibilité 394
— Efficacité de la commande automatique de sensibilité 396
— Récepteurs à amplification directe 396
— Superhétérodyne 397
— Fonctions multiples d'un récepteur. Sélectivité 401
— Récepteurs multigammes 402
— Récepteurs à transistors 403
— Récepteur superhétérodyne à transistors 404
— Réglage silencieux 406
— Système « diversité » 407
— Exemple de récepteur de télégraphie commerciale 408

Chapitre 14. — Modulation de fréquence (F. M.).

— Principes généraux 411
— Autres facteurs des systèmes à modulation de fréquence 415
— Emploi de la F. M. dans les liaisons commerciales 416
— Emetteurs à modulation de fréquence 417
— Récepteurs pour F. M. 420
— Exemple de récepteur F. M. 424

Chapitre 15. — Télévision monochrome.

— Introduction 426
— Canal son 428
— Exploration 428
— Balayage horizontal 430
— Impulsions de synchronisation horizontale 430
— Synchronisation verticale et effacement 432
— Impulsions d'égalisation 432
— Balayage entrelacé 435
— Standard 819 lignes. Impulsion d'image 435
— Nombre de lignes actives 436
— Standards 436
— Largeur de bande nécessaire à la télévision 436
— Liaison à l'antenne 437
— Antenne d'émission pour télévision 437
— Parties constituantes d'un émetteur 438
— Caméra de télévision 438
— Tube de prises de vues 438
— Moniteurs et mélangeurs 440
— Polarité de la modulation 442
— Composition du signal de télévision 442
— Composition générale d'un récepteur 442
— Tube cathodique 444
— Séparateur 444
— Alimentation T. H. T. par retour du balayage lignes 444

— Tube d'amortissement 446
— Restitution de la composante continue 446
— Récepteur son 447
— Récepteur de télévision classique (standard américain ou européen 625 lignes) 453
— Projection sur grand écran 454
— Télévision industrielle en circuit fermé. Télécinéma 454

Chapitre 16. — Télévision en couleurs.

— Introduction 456
— Quelques propriétés de la lumière 457
— Système rudimentaire de télévision en couleurs 458
— La couleur en télévision 458
— Compatibilité 461
— Principe de l'entrelacement de fréquence 462
— Pouvoir de résolution de l'œil pour les couleurs 464
— Signal vidéo de télévision en couleurs 464
— Caméra pour couleurs 464
— Matrice de couleur 469
— Modulation de la sous-porteuse de chrominance 471
— Synchronisation de couleurs .. 472
— Récepteurs pour couleurs 474
— Compatibilité dans les récepteurs 475
— Détecteur images et amplificateur vidéo composite 475
— Démodulateurs de chrominance 477
— Matrice de couleurs du récepteur 477
— Synchronisation de chrominance 479
— Tube trichrome 479
— Autres systèmes de télévision en couleurs 480
— Standard 525 et 625 lignes 480
— N. T. S. C. et S. E. C. A. M. 481
— Procédé P. A .L. 482

Chapitre 17. — Appareils de laboratoire (équipés de tubes à vide).

— Oscillateurs 483
— Oscillateurs à couplage réactif par inductance et capacité 485
— Générateurs H. F. (hétérodynes) 486
— Oscillateurs modulés en fréquence 486
— Oscillateurs à résistances-capacités 489
— Oscillateur « grid dip » 490
— Appareillage destiné aux mesures de fréquences 491
— Oscilloscope 493
— Voltmètres à lampes 500
— Voltmètres accordés 503
— Q/mètre 503
— Lampemètre 504

Chapitre 18. — Circuits pour V.H.F. et micro-ondes.

— Limitations des éléments classiques 505
— Lignes de transmission et guides d'ondes 506
— Relations de phases du courant et de la tension le long d'une ligne 507
— Sections de lignes en éléments réactifs 508
— Sens d'écoulement de l'énergie 512
— Ligne résonnante quart d'onde.. 514
— Ligne quart d'onde comme adaptateur d'impédance 518
— Section demi-onde 520
— Adaptation par courtes longueurs de lignes (« stubs ») 522
— Guides d'ondes employés comme circuits en micro-ondes 523
— Circuits micro-ondes imprimés . 525
— Générateurs d'U. H. F. et micro-ondes 526
— Autres éléments pour V. H. F. et micro-ondes 536

Chapitre 19. — Propagation des ondes radio-électriques.

— Nature générale de la propagation 540
— Polarisation 540
— Densité de puissance et vecteur de Poynting 541
— Onde directe (ou onde de surface) 542
— Onde indirecte 542
— Ionosphère 543
— Action de l'ionosphère sur l'onde indirecte 544
— Fréquences critiques 547
— Absorption dans l'ionosphère .. 548
— Variations régulières dans l'ionosphère 549
— Evanouissements 550
— Suppression du fading 551
— Parasites atmosphériques et industriels 552
— Dispositifs d'antiparasitage 553
— Propagation des ondes ultra-courtes 554
— Ondes troposphériques 556
— Propagation par dispersion 557

Chapitre 20. — Les antennes.

— Rôle des antennes 559
— Antenne demi-onde isolée dans l'espace 559
— Caractéristiques de rayonnement d'une antenne demi-onde 561
— Antenne à la terre 562
— Autres types d'antennes 563
— Antennes bipolaires et unipolaires 563

— Pertes d'énergie et rendement . 564
— Terres des émetteurs 565
— Cellules de couplage 565
— Antennes directives 570
— Directivité d'une antenne linéaire simple 570
— Antennes verticales espacées d'une demi-longueur d'onde 571
— Antennes alimentées en opposition de phase 573
— Autres arrangements de phases et d'espacement 573
— Diagramme sur le plan axial .. 574
— Groupement colinéaire 576
— Rideau d'antennes 577
— Action du sol sur les diagrammes verticaux 578
— Gain d'antenne et aire effective 579
— Antennes pour micro-ondes 580
— Réflecteurs paraboliques 581
— Trompes 582
— Lentilles pour micro-ondes 583
— Antennes en fente 584
— Antennes à large bande et pour applications spéciales 585
— Dipôles repliés 587
— Antennes d'émission pour télévision 588
— Antennes de réception 590
— Cadres 594
— Radiogoniomètres et radio-compas 594

Chapitre 21. — Radars, relais, communications en impulsions.

— Radar 597
— Eléments essentiels d'un radar simple 598
— Amplificateur vidéo 599
— Fréquence de récurrence des impulsions 599
— Base de temps 600
— Durée des impulsions. Pouvoir séparateur 600
— Fréquences de porteuses 602
— Antennes 602
— Gain de puissance de l'antenne 603
— Largeur du faisceau d'antenne 605
— Réflexion sur les objets 608
— Portée d'un radar 608
— Equation du radar 610
— Signal minimum utilisable 611
— Etalonnage en distance et repérage de la direction 612
— Radar PPI 613
— Vitesse de rotation du faisceau d'antenne 614
— Temps de persistance d'image 614
— Caractéristiques d'une installation de navire 616
— Radars météorologiques 616
— Amélioration de la définition par « iso-écho » 617
— Radar d'approche de précision . 618
— Autres applications des radars . 618
— Radars balises 619
— Tubes employés dans les radars 620
— Relais 620
— Antennes employées pour les relais 620
— Exemple de relais de télévision simple 621
— Multiplex 622
— Groupement 623
— Subdivision des canaux 624
— Décalage de fréquence des relais 624
— Données technologiques 624
— Installations à usages multiples de type commercial 625
— Bruit de fond des relais 626
— Communications en impulsions 627
— Impulsions codées. Groupement 628
— Puissance des impulsions 629
— Multiplex par division du temps 629
— Résultats obtenus 630
— Aide à la navigation, système « loran » 630
— Identification des stations et des courbes de position 632
— Fonction de l'indicateur du récepteur 632
— Système de guidage omnidirectionnel en V. H. F. (V. O. R.).... 634
— Equipement de mesure à distance (D. M. E.) 634
— Autres dispositifs affectés à la navigation 635

Chapitre 22. — Applications industrielles.

— Introduction 636
— Chauffage inductif à haute fréquence 637
— Diathermie 640
— Dispositifs de temporisation électroniques 641
— Temporisation cyclique 644
— Méthodes électroniques de mesures industrielles 644
— Mesure des températures par les méthodes électroniques 646
— Enregistreur de mesures asservi à un millivoltmètre 646
— Mesures de tension par potentiomètre 648
— Emploi de condensateurs 648
— Autres éléments sensibles 649
— Transducteurs à variation d'impédance 649
— Mesures des impédances au pont 651
— Mesures avec une jauge de contrainte 651
— Les outils de commande 652
— Tubes à gaz, ou thyratrons 652
— Exemple de circuit déphaseur .. 655
— Tube ignitron 656
— Amplificateur magnétique 657
— Emploi de cellules photosensibles 660
— Commande électronique des moteurs 661
— Servomécanismes 662
— Appareils de recherche électroniques 663

LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

AMPLIFICATEUR MAGNÉTIQUE ET THYRATRON AU SILICIUM DANS L'INDUSTRIE, par **L. Nosbom.** — Exposé, avec de nombreux exemples d'applications, des possibilités de l'ensemble "amplificateur magnétique - thyratron au silicium".
184 pages, format 16-24 ..... **30 F**

CARACTÉRISTIQUES UNIVERSELLES DES TRANSISTORS. — Courbes et caractéristiques détaillées, format 21-27.
TypesBF (faible puissance) 40 pages ..... **5,40 F**
Types Puissance 40 pages ..... **5,40 F**
Types HF, 36 pages ..... **6,60 F**

CARACTÉRISTIQUES OFFICIELLES DES TUBES B.F. — Courbes et caractéristiques détaillées.
96 pages, format 21-27 ..... **15 F**

CARACTÉRISTIQUES OFFICIELLES DES TUBES H.F. — Courbes et caractéristiques détaillées.
96 pages, format 21-27 ..... **15 F**

CARACTÉRISTIQUES OFFICIELLES DES TUBES T.V. — Courbes et caractéristiques détaillées.
64 pages, format 21-27 ..... **12 F**

EMPLOI RATIONNEL DES TRANSISTORS par **J.-P. Œhmichen.** — Livre de base traitant de toutes les applications des semiconducteurs dans tous les secteurs de l'électronique.
376 pages, format 16-24 ..... **30 F**

ÉTUDE ET CONCEPTION DES RADIORÉCEPTEURS A TUBES ET A TRANSISTORS par **O. Limann.** — Principes généraux ; tubes, transistors et composants ; étude détaillée des circuits.
288 pages, format 16-24 ..... **27 F**

LABORATOIRE D'ÉLECTRONIQUE par **A. Haas.** — Ouvrage consacré à l'organisation, l'agencement et l'équipement d'un laboratoire.
248 pages, format 16-24 ..... **24 F**

LA RADIO ? MAIS C'EST TRÈS SIMPLE par **E. Aisberg.** — Le meilleur ouvrage d'initiation.
184 pages, format 18-23 ..... **7,50 F**

LA TÉLÉVISION ?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE ! par **E. Aisberg.** — Un ouvrage sérieux sous une forme agréable indispensable aux débutants en télévision.
168 pages, format 18-23 ..... **7,50 F**

LE DÉPANNAGE TV ?... RIEN DE PLUS SIMPLE ! par **A. Six.** — Présentation, dialogues et illustrations similaires à ceux des célèbres ouvrages de E. Aisberg.
132 pages, format 18-23 ..... **12 F**

LE TRANSISTOR ?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE ! par **E. Aisberg.** — La constitution d'un transistor, ses caractéristiques, son utilisation dans les récepteurs et montages électroniques.
148 pages, format 18-23 ..... **12 F**

LEXIQUE OFFICIEL DES LAMPES RADIO, par **L. Gaudillat.** — Sous une forme pratique et condensée, toutes les caractéristiques de service, les culottages et équivalences des lampes européennes et américaines.
96 pages, format 13-22 ..... **6 F**

MÉMENTO RADIOTECHNIQUE, par **R. Aronssohn.** — Documentation de la production de La Radiotechnique portant sur les caractéristiques de 1.600 tubes et 250 semiconducteurs.
320 pages, format 13,5-21 ..... **9 F**

MESURES ÉLECTRONIQUES, par **A. Haas.** — Notions de métrologie, mesures des grandeurs électriques, mesures des composants passifs et actifs, mesures des amplificateurs, sources de courant stabilisées.
264 pages, format 16-24 ..... **27 F**

L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL, par **A. Haas.** — Méthodes de mesures et interprétation de plus de 300 oscillogrammes relevés par l'auteur.
224 pages, format 16-24 ..... **18 F**

RADIO-TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — D'une conception identique à celle de Radio-Tubes et de Télé-Tubes, cet ouvrage donne instantanément toutes les caractéristiques utiles d'un transistor.
144 pages, format 13-21 ..... **12 F**

RADIO-TUBES, par **E. Aisberg, L. Gaudillat** et **R. De Schepper.** — Une documentation unique donnant instantanément et sans aucun renvoi toutes les valeurs d'utilisation et culottages de toutes les lampes usuelles. Reliure spéciale avec spirale en matière plastique.
160 pages, format 13-22 ..... **7,50 F**

TÉLÉVISEURS A TRANSISTORS, par **R. Besson.** — Toute la théorie et toutes les applications proposées actuellement, étage par étage.
244 pages, format 16-24 ..... **27 F**

SCHÉMATHÈQUE, par **W. Sorokine.** — Chacun des ouvrages donne à l'usage des dépanneurs, les schémas avec valeurs des récepteurs commerciaux de l'année correspondante.
Schémathèque 61 (64 p. 21-27) ..... **10,80 F**
Schémathèque 62 (64 p. 21-27) ..... **10,80 F**
Schémathèque 63 (64 p. 21-27) ..... **10,80 F**
Schémathèque 64 (64 p. 21-27) ..... **12 F**
Schémathèque 65 (64 p. 21-27) ..... **12 F**

TRANSFORMATEURS (CALCUL ET RÉALISATIONS DES), par **Ch. Guilbert.** — Transformateurs d'alimentation, transformateurs B.F., inductances de filtrage, relais.
160 pages, format 16-24 ..... **13,50 F**

(Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob - PARIS-VI[e] C. P. Paris 1164-34

Ce **COURS FONDAMENTAL** est destiné :

— A ceux qui désirent se lancer sérieusement dans l'étude de la radio et de l'électronique ;
— A ceux qui, déjà initiés par une certaine pratique et la lecture de revues, souhaitent compléter et homogénéiser leurs connaissances ;
— Aux innombrables lecteurs de " La Radio ?.. Mais c'est très simple ! " qui désirent franchir une nouvelle étape.

Les notions élémentaires de mathématiques et d'électricité générale que nécessite une telle étude sont rappelées dans les premiers chapitres très faciles à assimiler.

Toutes les bases de l'électronique sont ensuite étudiées de manière approfondie, qu'il s'agisse des circuits à tubes ou à transistors. De cette façon, le lecteur aborde sans difficulté les chapitres consacrés notamment à :

— la radio
— la télévision (en noir et en couleurs)
— l'électro-acoustique
— les applications industrielles
— les applications spéciales (radar, relais, technique des impulsions, etc).

Tout débutant ou amateur qui abordera ce livre et saura l'étudier avec assez de persévérance et en s'astreignant consciencieusement à exécuter les nombreux exercices qu'il contient, pourra, en tournant la dernière page, se considérer comme un technicien éclairé et se comporter comme tel.

dlt